Design, Realisierung und Verifizierung der Steuerung des Submillimeter Array–Receiver for Two-Frequencies (SMART) im Labor- und Teleskopeinsatz

Inaugural-Dissertation
zur
Erlangung des Doktorgrades
der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Universität zu Köln

vorgelegt von
Stephan Stanko
aus Köln

Köln 2002

Berichterstatter: Prof. Dr. J. Stutzki

Prof. Dr. J. Jolie

Inhaltsverzeichnis

1 Zusammenfassungen 1

1.1 Abstract 1

1.2 Zusammenfassung 1

2 Einführung 2

3 Heterodynempfänger mit SIS-Mischern 7

3.1 Aufbau eines Heterodynempfängers 7

3.2 SIS-Junctions als Quantenmischer 11

3.3 Josephson-Effekt 14

3.3.1 Der Josephson-Wechselstrom 15

3.3.2 Der Josephson-Gleichstrom 16

4 Automatisches Abstimmen der SIS-Mischer 21

4.1 Berücksichtigte Abstimmparameter 21

4.2 Einstellen des Lokaloszillators 22

4.3 Einstellen des Biaspunktes 26

4.4 Abstimmen der Magnetfeldstärke 28

4.4.1 Sprünge in den Magnetfeldscans 29

4.4.2 Hysterese des Magnetfeldes 30

4.4.3 Nichtreproduzierbarkeiten 30

4.4.4 Bestimmung des Josephson-Effekts 32

4.4.4.1 Bestimmung des Josephson-Stroms anhand der Kennlinie 33

4.4.4.2 Bestimmung des Josephson-Effekts anhand der Konversionskurve 35

4.5 Automatische Auswertung der Magnetfeldscans 40

4.6 Feinabstimmung 44

4.7 Zusammenfassung 45

5 Der KOSMA-Array-Empfänger “SMART” 46

5.1 Optischer Aufbau 47

5.2 Elektronik 48

5.2.1 PC-Interface 54

5.2.2 Automatische Wahl des Abschwächers für den ZF-Ausgang 56

5.2.3 Lokaloszillatoren 57

5.2.4 Beamrotator 58

5.3 Kommunikation 60

5.3.1 Geschwindigkeitstests der Kommunikationssoftware . . . 62

5.3.2 Schlußfolgerung für das neue Fahrprogramm 63

5.4 Kontinuumssoftware 63

6 Stabilitätsmessungen 66

6.1 Stabilität der ADC-Karte 67

6.2 Signalqualität der Strom-Spannungs-Kennlinie 67

6.3 Thermische Tests 69

6.3.1 Messung der Temperaturvariationen am Empfänger . . . 69

6.3.2 Messung der Temperaturvariationen der Junction anhand der Gapspannung 73

6.3.2.1 Kalibration der Gapspannung anhand der Temperatur 73

6.3.2.2 Temperaturvariationen gemessen anhand der Gapspannung 74

6.3.3 Temperaturvariationen der modifizierten Kühlmaschine . 75

6.3.3.1 Montierung der Kühlmaschine, Dioden und Heizer 76

6.3.3.2 Bestimmung der Ankopplung 76

6.3.3.3 Dämpfung der Temperaturvariationen durch den Heliumbehälter 77

6.4 Mechanische Tests 79

6.4.1 Messung der Vibrationen des Gesamtsystems 81

6.4.1.1 Unaufgepumpte Kühlmaschinenhalterung 81
6.4.1.2 Aufgepumpte Kühlmaschinenhalterung 82
6.4.2 Messung der Vibrationen der Kühlmaschine 85
6.4.2.1 Waagerecht hängende Kühlmaschine 85
6.4.2.2 Senkrecht hängende Kühlmaschine 87
6.5 Zusammenfassung 89

7 Messungen mit dem abgestimmten System 91
7.1 Rauschtemperaturen 91
7.2 Beampattern-Messungen 93
7.3 Kartierung der Sonne und des Jupiters mit dem Cobac 93
7.4 Spektroskopische Messung 96

8 Zusammenfassung 99

Anhang 101

A Hardware 102
A.1 Adreßbus 102
A.2 PC-Karten 102
A.2.1 ADC-Karte 104
A.2.2 Digitale Karte 104
A.3 Phase-Lock-Loop (PLL) 105
A.3.1 Ansteuerung der PLL durch das PC-Interface 105
A.4 Beamrotator 106

B Software 109
B.1 Allgemein 109
B.2 Steuersoftware 110
B.2.1 rx3 110
B.2.1.1 Aufnahme von Strom-Spannungs-Kennlinien . . 111

B.2.1.2 Autotune 112
B.2.2 tunelo 112
B.2.3 pll 113
B.2.4 beamrot 113
B.3 Kontinuumsmessungen 115
B.4 Der PCI-DIO-96 Treiber 118
B.4.1 Installation des Treibers 118
B.4.2 Benutzung der Karte 118
B.5 Durchführung der Tests mit dem Kommunikationsprogramm knc2 und pvm3 120
B.5.1 KNC 120
B.5.2 PVM3 121

C Konvertierung der Kennlinien zu Gapspannungen 122

D Fouriertransformation der Vibrationsdaten 122

E Reduktion der mechanischen Daten 123

Literaturverzeichnis 124

Danksagung 129

Erklärung 131

Lebenslauf 132

1 Zusammenfassungen

1.1 Abstract

Astronomical measurements at submm wavelenghts must be performed with low noise receivers. A modern mixer which is the main part of an astronomical receiver, works close to the quantum limit. To optimize the measurement time at a telescope array receivers are built, which consist of many mixers. To avoid losing the increase of performance because of the complex tuning procedure for each channel a procedure to automatically tune an SIS array receiver for astronomical observation was developed and tested. To achieve this a hardware interface to connect the control PC to the receiver electronics was developed. Additionally, driver software for the system and software for controlling the separate parts of the receiver were developed and tested. With this system preparatory test measurements have been performed which were the basis of the new programs for the algorithm to tune an SIS array receiver. Furthermore programs for measurements at the telesope have been programmed and tested. These include software to do beam pattern and continuum scans and to control the beam rotator and the phase-lock-loops (PLLs). Communcation software on which the controlling of KOSMA's 3m radiotelescope depends on have been developed and tested. Finally mechanical and thermal stability tests and initial astronomical observations have been carried out.

1.2 Zusammenfassung

Bei astronomischen Messungen im submm-Bereich ist man auf Empfangssysteme mit sehr geringem Eigenrauschen angewiesen. Moderne Mischer, die das Herz eines astronomischen Empfängers darstellen, arbeiten bereits am Rande der physikalischen Grenze, dem Quantenlimit. Um die Beobachtungszeit an einem Teleskop dennoch besser auszunutzen, werden Arrayempfänger gebaut, die aus mehreren dieser Mischer aufgebaut sind. Um die so gewonnene Performancesteigerung nicht dadurch wieder zu verlieren, daß jeder der Empfängerkanäle aufwendig abgestimmt werden muß, wurde in dieser Arbeit ein Verfahren zum automatischen Abstimmen von SIS-Empfängern für den astronomischen Einsatz entwickelt und getestet. Dies ermöglicht ein Hardware-Interface, über das die gesamte Empfängerelektronik durch einen Steuer-PC angesprochen werden kann. Die hierfür notwendige Treibersoftware sowie Software für die Ansteuerung der einzelnen Empfänger-Module wurden ebenfalls entwickelt und getestet. Die anschließenden Testmessungen ergaben die Grundlagen, anhand derer ein Algorithmus zum Abstimmen eines SIS-Empfängers programmiert werden konnte. Zudem wurden Programme für den praktischen Betrieb des Systems entwickelt und getestet. Hierbei handelt es sich um Software zur Durchführung von Beampattern- und Kontinuumsmessungen sowie der Ansteuerung des Beamrotators und der Phase-Lock-Loops

(PLLs). Hinzu kamen Entwicklung und Tests von Kommunikationssoftware, die als Basis für die Steuerungssoftware des neuen KOSMA-3m-Radioteleskopes dient. Mit dem so aufgebauten System wurden im Rahmen dieser Arbeit elektrische, mechanische und thermische Stabilitätstests sowie erste astronomische Messungen durchgeführt.

2 Einführung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Abstimmverfahren für "SMART" (dem **S**ub **M**illimeter **A**rray-**R**eceiver for **T**wo Frequencies am Kölner Observatorium für Submillimeter-Astronomie, KOSMA) entwickelt, ein Empfänger, der die simultane Beobachtung von zwei Frequenzbändern, dem von 462 - 498 GHz und 806 - 860 GHz, erlaubt.

Bei der Beobachtung mit dem KOSMA-3m-Radioteleskop und diesem Empfänger stehen interstellare Molekülwolken und die damit assoziierten Sternentstehungsgebiete im Zentrum des Intresses. Anhand der empfangenen Intensitäten sollen die wesentlichen Parameter (Dichte, Temperatur und Zusammensetzung des Gases) abgeleitet werden, die den physikalischen Zustand bei der Entstehung von Sternen und eventuell Planeten bestimmen. Das molekulare interstellare Medium besteht hauptsächlich aus Wasserstoff (H_2), der sich aber im typischen Temperaturbereich der molekularen Phase zwischen 5 K und 100 K nicht direkt beobachten läßt. Als mononukleares Molekül besitzt H_2 kein Dipolmoment, und die Anregungstemperaturen der Quadrupolübergänge sind mit 509 K [23] höher als die typischen Temperaturen im Bereich der molekularen Phase des ISM. Daher wird das zweithäufigste Molekül, Kohlenmonoxid (CO), beobachtet, das von den Wasserstoffmolekülen über Stöße zu Rotationsübergängen angeregt wird. Der Vergleich der beobachteten Intensitäten mit Simulationsrechnungen der Anregungsbedingungen erlaubt den Rückschluß auf die oben erwähnten Parameter. Bisher wurden dafür überwiegend die Übergänge CO (J=2-1) bei 230 GHz und CO (J=3-2) bei 345 GHz genutzt. Da aber Übergänge bei höheren Energien empfindlicher auf die Anregungstemperaturen im Medium reagieren, wurde SMART so konstruiert, daß die Übergänge CO (J=4-3) bei 460 GHz sowie CO (J=7-6) bei 805 GHz nachgewiesen werden können. Neben der Beobachtung höherer CO-Übergänge kommt vor allem der Beobachtung der Übergänge des atomaren Kohlenstoffs zentrale Bedeutung zu. Diese sind wesentlich für die Untersuchung von Photonen-Dominierten-Regionen in Sternentstehungsgebieten [37]. Daher lassen sich die Feinstruktur-Übergänge von atomarem Kohlenstoff [CI] bei 492 GHz [48] und bei 809 GHz [35] messen. Angemerkt werden sollte, daß die CO (J=7-6) und [CI] 809 GHz-Übergänge aufgrund der hohen Bandbreite des Systems simultan gemessen werden können.

Ein wesentliche Einschränkung der Beobachtungszeit ist das Wetter. Bei der Beobachtung im submm-Bereich absorbiert vor allem der Wasserdampf in der Atmosphäre die aus dem Weltraum kommende Strahlung. Entsprechend werden Standorte wie

der Gornergrat in der Schweiz, der Mauna Kea auf Hawaii oder die chilenische Andenhochebene als Standorte für diese Teleskope gewählt, da sich dort ein besonders geringer ausfällbarer Wasserdampfgehalt befindet. Aber selbst an Standorten wie dem Gornergrat sind die Perioden, bei denen sich nur geringe Wasserdampfmengen in der Sichtlinie des Teleskopes befinden, auf wenige Wochen im Jahr begrenzt [39], [46].

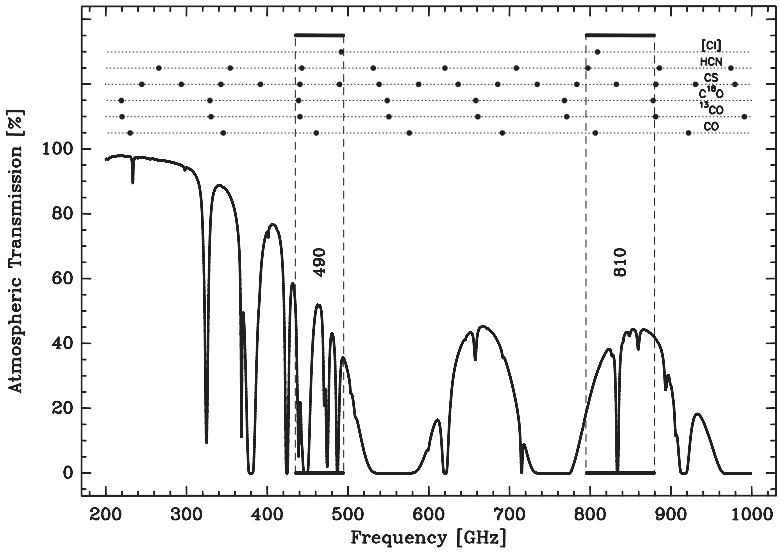

Abbildung 1: Atmosphärische Transmission am Standort Gornergrat / Schweiz, wo das KOSMA-3m-Radioteleskop des I. Physikalischen Institutes der Universität zu Köln betrieben wird. Eingezeichnet sind die beiden Empfangsbänder von SMART sowie wichtige Moleküllinien.

Daher ist es wichtig, die Beobachtungszeit so effektiv wie möglich auszunutzen. Erreicht werden kann dies durch die Nutzung von Array-Empfängern. Allerdings steigt der Aufwand, der zum Betrieb eines solchen Empfängers nötig ist, mit der Anzahl der Kanäle. Aufgrund all dieser Faktoren ist ein automatisches Abstimmen notwendig.

Da zur Zeit keine rauscharmen Verstärker für hochfrequente Strahlung oberhalb von 100 GHz zur Verfügung stehen, wird das Signal nach dem Heterodynprinzip auf eine wesentlich geringere Frequenz umgesetzt. Der Signalstrahl wird dazu mit einem Lokaloszillatorstrahl an einem Bauteil mit nichtlinearer Kennlinie gemischt (z. B. Schottky-Dioden, SIS-Mischer), wobei unter anderem die Differenzfrequenz $\omega_{ZF} = |\omega_S - \omega_{LO}|$, die sogenannte Zwischenfrequenz, entsteht. Die geringe Intensität der einfallenden Radiostrahlung verlangt ein Empfangssystem von höchster Empfindlichkeit, d.h. möglichst niedriger Eigenrauschtemperatur. Dies stellt besonders hohe Anforderungen an das erste Bauelement, den Mischer, der zum Großteil die Empfängerrauschtemperatur bestimmt. Im mm- und submm-Wellenlängenbereich konnten

in letzter Zeit durch die Verwendung von supraleitenden Mischerelementen erhebliche Fortschritte erzielt werden. Diese Mischer basieren auf dem Tunneleffekt in Supraleiter-Isolator-Supraleiter-Übergängen (SIS-Junctions auf Niob-Basis). Die Vorteile des SIS-Mischerelements gegenüber der herkömmlichen Schottky-Diode [33] liegen in der geringen Eigenrauschtemperatur, dem möglichen Konversionsgewinn und dem geringen Bedarf an Lokaloszillatorleistung. Die untere Grenze des Rauschens eines Detektors ist durch das Quantenlimit $T = h\nu/k$ gegeben. Bei SIS-Mischern bewegt sich das Eigenrauschen nahe am Quantenlimit.

Nach der Radiometerformel ist die Grenzempfindlichkeit, also die kleinste noch nachweisbare Änderung des Eingangssignalpegels eines Empfängers [40]

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\tau}}. \tag{1}$$

Da die Bandbreite $\Delta\nu$ durch die astronomische Quelle festgelegt ist, läßt sich eine Verkleinerung der Grenzempfindlichkeit nur erreichen, indem die Systemtemperatur T_{sys} reduziert oder die Integrationszeit τ erhöht wird.

Die Reduzierung der Systemtemperatur T_{sys} ist nur möglich durch Verringerung des Eigenrauschens der einzelnen Komponenten (Mischer, Verstärker, Spektrometer). Dabei kommt insbesondere den ersten Elementen in der Signalkette, also dem Mischer und dem Vorverstärker, eine besondere Bedeutung zu, da deren Rauschbeiträge von den nachfolgenden Stufen in gleichem Maße wie das Signal mitverstärkt werden.

Da die Wetterbedingungen die nutzbare Beobachtungszeit limitieren, ist es notwendig, die zur Verfügung stehende Zeit optimal zu nutzen. Möglich ist dies durch Verringerung des Empfängerrauschens oder durch das Verwenden von Array-Empfängern. Dabei werden ausgedehnte astronomische Objekte an mehreren Punkten gleichzeitig gemessen und so die Meßzeit an einem Teleskop parallel für mehrere Positionen genutzt. Dieses Prinzip wird bei optischen und Teleskopen im Infrarot-Bereich mit Hilfe von hochintegrierten CCD-Detektoren angewandt. Allerdings ist der Aufbau eines Array-Empfängers im submm-Bereich wesentlich aufwendiger, da viele einzelne Empfänger nebeneinander angeordnet werden müssen. Außerdem muß dort jeder Mischer einzeln abgestimmt werden. Eine Integration vieler Empfangskanäle auf einem Bauteil ist derzeit technisch nicht möglich.

Um die durch den Array-Empfänger gewonnene Effizienz nicht zu verlieren, wurde dessen Elektronik [45] so konstruiert, daß ein automatisches Abstimmen der Kanäle erfolgen kann. Außerdem wird der Benutzer bei den manuellen Vorgängen vom System so unterstützt, daß die Einstellungen in einer möglichst kurze Zeit und ohne Fehler, die insbesondere Nachts von übermüdeten Beobachtern gemacht werden, vorgenommen werden können.

SIS-Junctions haben verschiedene Tuning-Parameter, die für den einwandfreien Betrieb des Empfängers optimal eingestellt sein müssen. Die Parameter umfassen unter

anderem das Magnetfeld, das den Josephson-Strom unterdrückt, und den optimalen Spannungs-Arbeitspunkt, an dem der Kontakt betrieben wird, um eine ausreichende Konversion zu erhalten. Außerdem muß der Lokaloszillator mit einer der Beobachtungsfrequenz angepaßten Frequenz schwingen und die Mischer mit optimaler Leistung pumpen. Immer dann, wenn die Beobachtungsfrequenz eines Empfängers geändert wird, müssen der oder die Empfangskanäle einzeln nachgestimmt werden. Ziel dieser Arbeit war es, die SIS-Mischer von einem Algorithmus automatisch charakterisieren zu lassen und so die bisher von Hand vorgenommenen Einstellungen zu automatisieren.

Ein automatisches Abstimmen des SIS-Empfängers ist in vielen Situationen sinnvoll. Insbesondere durch den Aufbau von Array-Empfängern, die mehrere Punkte am Himmel gleichzeitig beobachten können und so die Meßzeit eines Teleskopes besser ausnutzen, und dadurch, daß der Abstimmaufwand jedes einzelnen Kanals innerhalb des Empfängers gleich geblieben ist, ist der Betrieb des Systems sehr arbeitsintensiv.

Die bisherige Erfahrung mit Array-Empfängern wie POLSTAR [67] oder CHAMP [20] hat gezeigt, daß diese sehr personalintensiv sind. Daher wurde bei dem Bau von SMART darauf geachtet, daß das System mit geringem Aufwand betrieben werden kann. Das Design der Elektronik, die Rechnerunterstützung sowie das automatische Abstimmen tragen einen Großteil dazu bei.

Aber auch in anderen Situationen ist ein solcher Algorithmus nötig. So müssen bei einem Interferometer mit mehreren Empfangssystemen in räumlich voneinander entfernten Teleskopen sämtliche Empfänger abgestimmt werden. Auch hier wäre zwar ein manuelles Abstimmen möglich, der zeitliche und personelle Aufwand jedoch nicht akzeptabel. Ein mögliches Einsatzgebiet wäre also zum Beispiel das Atacama Large Millimeter Array der ESO (ALMA), das als Interferometer mit 64 Einzelantennen auf der chilenischen Andenhochebene auf 5200 m ü. NN. geplant ist [5].

Bei dem Einsatz eines Heterodynempfängers an Bord des Satellitenobservatoriums HERSCHEL (früher FIRST) mit dem HIFI-Instrument [10] muß der Empfänger automatisch abgestimmt werden, da hier der Eingriff des Menschen unmöglich ist. Zudem ist für den Satelliteneinsatz vorteilhaft, daß für den Abstimmvorgang des Mischers keine mechanischen Bauteile bewegt werden müssen.

Nach der hier gegebenen **Einleitung** werden in **Kapitel 3** die grundlegenden Eigenschaften eines Heterodynempfängers, der mit SIS-Mischern betrieben wird, vorgestellt. Außerdem erfolgt die Beschreibung von SIS-Tunnelkontakten als Mischer. In diesem Kapitel werden die Parameter eingeführt, die beim Abstimmen eines solchen Systems von entscheidender Bedeutung sind.

Anhand der so gewonnenen Erkenntnissen wird in **Kapitel 4** beschrieben, wie diese Abstimmparameter automatisch eingestellt werden. Dazu wurden Messungen der Parameterbereiche durchgeführt, die zeigen, welche Besonderheiten diese aufweisen und wie dem durch einen Algorithmus Rechnung getragen werden kann.

Kapitel 5 widmet sich dem KOSMA-Array-Empfänger “SMART” (**S**ub **M**ilimeter **A**rray-**R**eceiver for **T**wo Frequencies). Die für ein automatisches Abstimmen angestellten Überlegungen flossen in das Design der Elektronik dieses Empfängers mit ein. Diese spiegeln sich insbesondere in dem im Rahmen dieser Arbeit konstruierten PC-Interface wie auch in der Ansteuerung der übrigen Hardware-Komponenten wider. Hier werden auch die Besonderheiten des Systems wie die Existenz von nur einem Lokaloszillator für bis zu acht Mischer und die variablen Abschwächer, die für das automatische Abstimmen eines Mischers im allgemeinen nicht wesentlich, für die spezielle Software des SMART-Empfängers aber von Bedeutung sind, beschrieben. Außerdem werden die Kommunikationstests besprochen, die für die Entwicklung eines neuen Fahrprogrammes für das KOSMA-3m-Radioteleskop entscheidend waren, da der neue Empfänger auch eine neue Steuersoftware nötig machte.

In **Kapitel 6** werden die elektrischen, thermischen sowie mechanischen Stabilitätsmessungen vorgestellt, die im Rahmen dieser Arbeit an dem Empfänger durchgeführt wurden.

Es folgen in **Kapitel 7** erste Labor- und astronomische Messungen mit dem automatisch abgestimmten System sowie eine **Zusammenfassung** und ein **Ausblick**. Ein **Anhang**, der die wesentlichen Hardware- und Softwarekomponenten des KOSMA-Array-Empfängers dokumentiert sowie die Einbindung des PCI-DIO-96-Treibers beschreibt, schließt die Arbeit ab.

3 Heterodynempfänger mit SIS-Mischern

In diesem Kapitel wird der Aufbau eines Heterodyn-SIS-Empfängers dargestellt. Dazu wird zuerst auf das Heterodynprinzip im klassischen Fall eingegangen, das darauf beruht, daß das zu messende Signal auf einem schnellen Bauteil mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Kennlinie mit einem lokalen Signal gemischt und so auf eine wesentlich geringere Frequenz herabgesetzt wird, wo es mit konventioneller Technik weiterverarbeitet werden kann.

Anschließend werden die SIS-Junctions als Mischer in einem Heterodynsystem vorgestellt. Hier wird auf die verschiedenen Parameter, die zum Abstimmen des Systems entscheidend sind, eingegangen. Insbesondere der durch ein Magnetfeld zu unterdrückende Josephson-Effekt wird behandelt.

3.1 Aufbau eines Heterodynempfängers

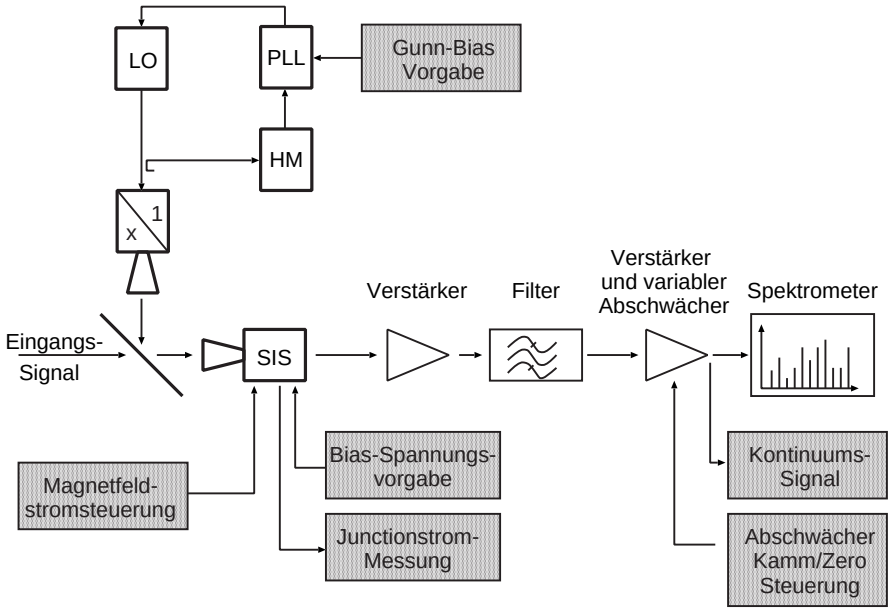

Abbildung 2: Prinzip eines Heterodynempfängers.

Um die Strahlung nachweisen zu können, bedient man sich des sogenannten Heterodynprinzips. Dabei wird das Signal mit der Strahlung eines Lokaloszillators mit Hilfe eines Diplexers überlagert und anschließend gemischt. Dazu kann prinzipiell jedes ausreichend schnelle Bauteil mit nichtlinearer Strom-Spannungs-Kennlinie verwendet werden.

Um das Verhalten eines Heterodynmischers zu untersuchen, betrachtet man den Strom, der sich ergibt, wenn man den Spannungsarbeitspunkt mit einer bestimmten Frequenz

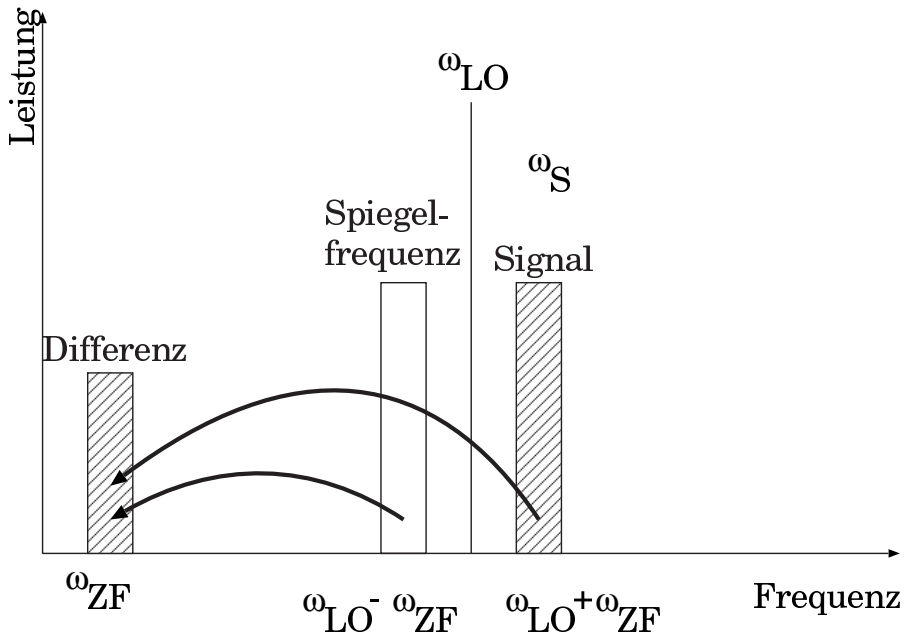

Abbildung 3: Das Heterodynprinzip. Das Signal (ω_S) wird mit dem Lokaloszillator (ω_{LO}) gemischt. Man erhält ein Differenz- (ω_{ZF}) und ein Summensignal.

variiert. Dabei betrachtet man zur Vereinfachung die Signal- und die Lokaloszillatorstrahlung als sinusförmige Wellen. Nach einer Taylorentwicklung des Stromes um den Spannungsarbeitspunkt erhält man für die nullte und erste Ordnung der Entwicklung die Ursprungsfrequenzen von Lokaloszillaor- und Signalstrahlung. Als zweite Ordnung erhält man Terme, die die Differenzfrequenz, die Summenfrequenz, höhere Harmonische und frequenzunabhängige Terme beinhaltet.

Für das Heterodynprinzip ist der Differenzterm entscheidend, der nur dann nicht verschwindet, wenn die zweite Ableitung des Stroms nach der Spannung von Null verschieden, die Kennlinie also nichtlinear ist.

Die Mischprodukte mit höheren als der Ursprungsfrequenz können bei SIS-Mischern vernachlässigt werden, da sie durch die hohe Kapazität des SIS-Kontaktes kurzgeschlossen werden.

Es gilt also

$$\omega_{ZF} = |\omega_S - \omega_{LO}| << \omega_S, \omega_{LO}. \tag{2}$$

So kann Strahlungsleistung von einer hohen auf eine niedrigere Frequenz umgesetzt werden, die mit konventioneller Technik zu handhaben ist, wobei die spektrale Information erhalten bleibt. Wie aus Abbildung 3 zu erkennen ist, wird allerdings nicht nur eine einzelne Frequenz, sondern ein ganzes Frequenzband in der Nähe der Lokaloszillator-Frequenz auf ein Band gleicher Breite um die Zwischenfrequenz umgesetzt.

Man erkennt auch die Spiegelfrequenz, die ebenfalls in die Zwischenfrequenz eingeht. Wird diese Frequenz durch Filter vor dem Eingang künstlich unterdrückt, so spricht man vom Einseitenbandbetrieb (oder auch Single-Side-Band). Ansonsten handelt es sich um den Doppelseitenbandbetrieb (Double-Side-Band).

Wie bereits in Abbildung 2 gezeigt, sind zum Betrieb des Empfängers folgende Parameter abzustimmen:

Die Lokaloszillatorstrahlung muß auf die richtige Frequenz abgestimmt werden (siehe hierzu auch Abbildung 3), damit die Differenz aus Signal- und Lokaloszillatorfrequenz in das Zwischenfrequenzband (ZF-Band) fällt. Bei einem SIS-Mischer muß die Lokaloszillatorleistung außerdem so optimiert werden, daß die Junction weder über- noch unterpumpt wird.

Für das gerade beschriebenen Prinzip des Heterodyn-Mischverfahrens benötigt man zum Mischen der zu detektierenden Strahlung mit der Lokaloszillatorstrahlung ein genügend schnelles nichtlineares Element, den SIS-Mischer. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erhalten, muß die Kennlinie eine hohe Nichtlinearität aufweisen. Diese Nichtlinearität wird mit Hilfe von Kontakten erzeugt, bei denen zwei Supraleiter durch eine dünne Isolationsschicht getrennt sind.

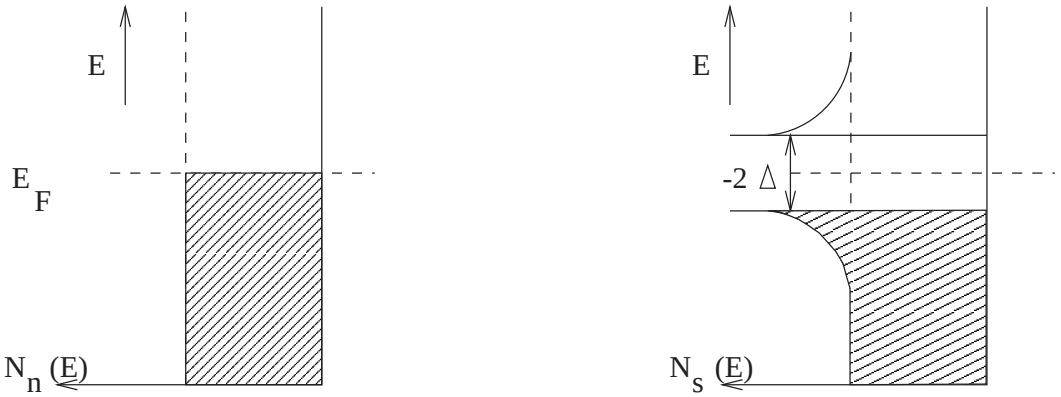

Abbildung 4: Bandstruktur der Elektronen in einem normalleitenden Metall sowie der Quasiteilchen im Supraleiter, nach [7].

Der Supraleiter unterscheidet sich von einem Normalleiter dadurch, daß im Supraleiter eine Bandlücke von 2Δ auftritt (siehe Abbildung 4). Um zu ermöglichen, daß bei einem SIS-Kontakt Elektronen von einem zum anderen Supraleiter tunneln können, verschiebt man die beiden Bänder mit Hilfe einer Vorspannung, der sogenannten Bias-Spannung. Ist diese kleiner als $2\Delta/e$, so können Elektronen trotzdem durch die Barriere tunneln, allerdings nur bei einer Temperatur von $T > 0$. Erst ab Spannungen von $U > 2\Delta/e$ sind die Bänder so weit gegeneinander verschoben, daß ein Tunneln aus den besetzten Zuständen des einen Supraleiters in die unbesetzten Zustände des anderen möglich ist (siehe Abbildungen 5 und 6). Die so entstehende

Strom-Spannungs-Kennlinie ist in Abbildung 7 dargestellt. Da der Quasiteilchen-Tunnelstrom bei $2\Delta/e$ schlagartig einsetzt, kann man diesen hochgradig nichtlinearen Prozeß zum Heterodyn-Mischen verwenden.

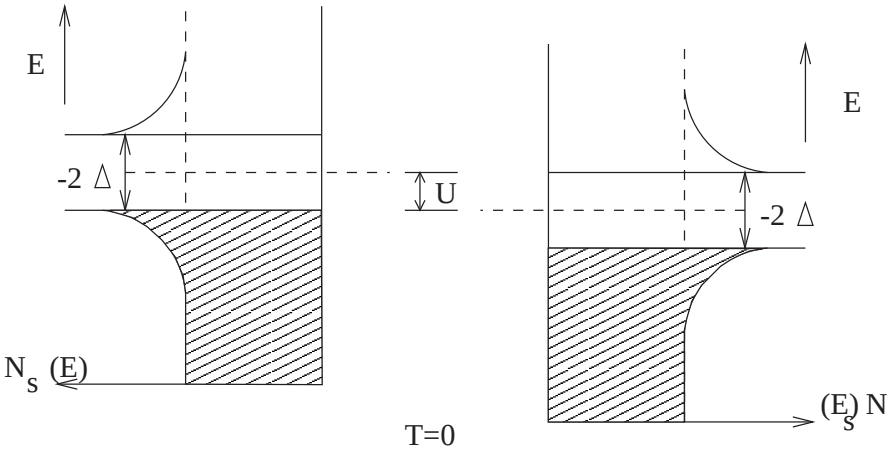

Abbildung 5: Bändermodell eines SIS-Kontaktes für $U < 2\Delta/e$ bei der Temperatur T=0K, nach Buckel [7].

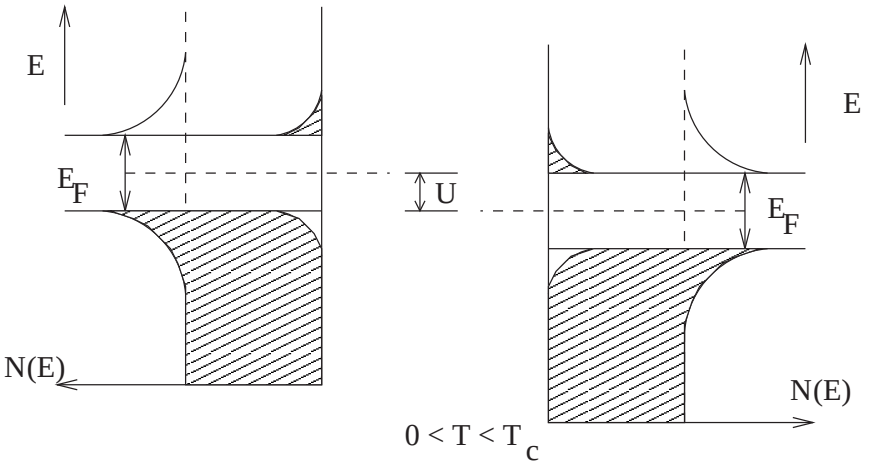

Abbildung 6: Bändermodell eines SIS-Kontaktes für $U < 2\Delta/e$ bei der Temperatur $0 < T < T_C$, nach Buckel [7].

Zur Unterdrückung des im folgenden besprochenen Josephson-Effekts wird ein Magnetfeld an die Junction angelegt [1]. Der dafür benötigte Mangetfeldstrom ist ebenfalls ein Parameter, der zum optimalen Betrieb des Empfängers abgestimmt werden muß.

Um die beiden Bänder der supraleitenden Kontakte so gegeneinander zu verschieben, daß das von den einfallenden Photonen angeregte Tunneln ermöglicht wird, muß der Kontakt mit einer Vorspannung betrieben werden. Die dafür nötige Spannung wird auf

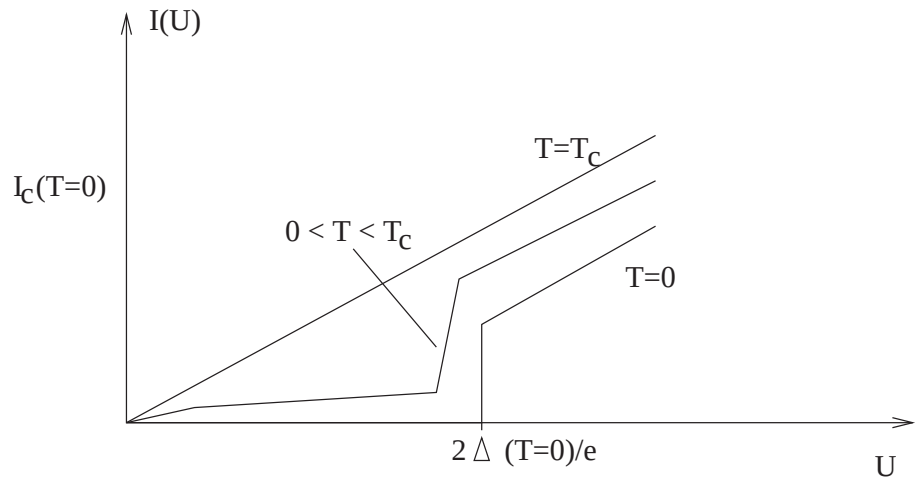

Abbildung 7: Schematischer Graph einer ungepumpten Kennlinie für die Temperatur am absoluten Nullpunkt ($T = 0$), unterhalb der kritischen Temperatur ($0 < T < T_C$) sowie bei der kritischen Temperatur ($T = T_C$).

der Strom-Spannungs-Kennlinie Biaspunkt genannt und ist ebenfalls ein Abstimmparameter.

In Abbildung 2 sind noch zwei Rückgabewerte des Systems eingezeichnet. Zum einen kann der Strom, der durch die Junction fließt, gemessen werden, womit Strom-Spannungs-Kennlinien aufgenommen und die Pumpleistung des Lokaloszillators überprüft werden können. Zum anderen kann das Leistungssignal detektiert werden. Dies ermöglicht die Bestimmung der Konversion oder, gegen die Spannung aufgetragen, der Konversionskurve. Damit lassen sich im praktischen Betrieb zum Abstimmen die Größe des Josephson-Effekts und die Rauschtemperatur bestimmen sowie die Empfängerkeule und astronomische Kontinuumssignale messen.

3.2 SIS-Junctions als Quantenmischer

In diesem Abschnitt wird vorgestellt, wie ein SIS-Kontakt als Mischer dienen kann. Im Gegensatz zum klassischen Fall, wo der Strom der angelegten Spannung instantan folgen kann, ist hier der Strom eine nichtlokale Funktion der Spannung. Der Tunnelstrom berechnet sich nicht nur aus dem Stromwert am jeweiligen Spannungsarbeitspunkt, sondern es müssen auch Stromanteile berücksichtigt werden, die sich von der Vorspannung um ganzzahlige Vielfache der Photonenenergie, dividiert durch die Elementarladung $\hbar\omega/e$, unterscheiden.

Die quantenmechanische Beschreibung der Supraleitung wurde zuerst 1957 von Bardeen, Cooper und Schrieffer veröffentlicht [2]. Der supraleitende Zustand wurde durch

die anziehende Wechselwirkung zwischen Elektronen im Festkörper erklärt. Diese Eigenschaft ermöglicht es den Ladungsträgern, sich zu sogenannten “Cooper-Paaren” zusammenzuschließen. Unterhalb der kritischen Temperatur T_C bilden diese ein Bose-Einstein-Kondensat mit makroskopischer Besetzung des Grundzustandes. Der Grundzustand wird von dem ersten angeregten Zustand durch eine Energielücke Δ getrennt, die auch "Gap" genannt wird.

Da die beiden Supraleiter bei einer SIS-Junction nur schwach miteinander gekoppelt sind, können Cooper-Paare bzw. die daraus entstehenden Quasiteilchen-Anregungen nur durch Tunneln durch die von der Isolatorschicht erzeugte Barriere von einem in den anderen Supraleiter gelangen.

Die Großsignalanalyse betrachtet den Einfluß der Wellenform des Lokaloszillators (LO) auf das Tunnelelement [63], [62], [47]. Das Signal vom Lokaloszillator wird als Wechselspannung mit der Frequenz des LO beschrieben. Dabei berücksichtig man, daß wegen der großen geometrischen Kapazität des SIS-Kontaktes alle höheren Harmonischen kurzgeschlossen werden.

Die Spannung über der mit der Frequenz ω gepumpten Junction ist gegeben als

$$V(t) = V_0 + V_{LO}\cos(\omega t). \tag{3}$$

Dabei ist V_0 die Gleichspannung (Bias-Spannung) und V_{LO} die Amplitude der Wechselspannung. Setzt man die Wechselspannung in die Funktion ein, die die Phasenmodulation des Einteilchen-Operators beschreibt, so erhält man für diese

$$\exp\left(-i\frac{e}{\hbar}\int^t dt' V_{LO}\cos(\omega t')\right) = \exp\left(-i\frac{eV_{LO}}{\hbar\omega}\sin(\omega t)\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{eV_{LO}}{\hbar\omega}\right)e^{-in\omega t}. \tag{4}$$

Mit der Fourier-Transformation

$$W(\omega') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{eV_{LO}}{\hbar\omega}\right)\delta(\omega' - n\omega). \tag{5}$$

und nach Werthamer [69] kann der resultierende Tunnelstrom durch die Barriere geschrieben werden als:

$$< I(t) >= Im\left[\int_{-\infty}^{\infty} d\omega' d\omega'' W(\omega')W^*(\omega'')e^{-i(\omega'-\omega'')t}\, j\left(V_0 + \frac{\hbar\omega'}{e}\right)\right]. \tag{6}$$

Die komplexwertige Funktion $j(V)$ charakterisiert vollständig das physikalische Verhalten der Junction. Sie hängt nicht von der Wechselspannung ab, daher können die

Mischereigenschaften der Junction berechnet werden, ohne daß man das Wechselstromfeld kennt.

Mit einem zeitunabhängigen Potential $V(t) = V_0$, $V_{LO} = 0$ wird der imaginäre Teil von $j(V)$ gleich der ungepumpten Kennlinie. $< I(t) >= Im(j(V_0)) = I_{DC}(V_0)$. Der Realteil von $j(V)$ kann aus $Im(j(V))$ mit Hilfe der Kramers-Kronig-Transformation berechnet werden:

$$I_{KK}(V) = Re(j(V)) = P\int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\bar{V}}{\pi} \frac{I_{DC}(\bar{V}) - \bar{V}/R_n}{\bar{V} - V}. \tag{7}$$

Für große Spannungen wird der Gleichstrom durch V/R_n genähert, wobei R_n der Normalleitungswiderstand der Junction ist.

Nach Gleichung (6) und mit $\alpha = eV_{LO}/\hbar\omega$ erhält man den Tunnelstrom, der durch den Lokaloszillator induziert wird:

$$I_{LO}(t) = Im\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{n+m}(\alpha) e^{-im\omega t} j\left(V_0 + \frac{n\hbar\omega}{e}\right)\right]. \tag{8}$$

Diese Gleichung wird als Fourier-Reihe entwickelt, aus der nur die Terme für $m = 0, 1$ benutzt werden, da alle höheren Harmonischen des LO kurzgeschlossen sind. Dies ergibt:

$$I_{LO}(t) = I^0_{LO} + I^{\omega}_{LO} e^{i\omega t}. \tag{9}$$

I^0_{LO} bezeichnet den Gleichstrom durch die Junction, während $I^{\omega}_{LO} = I'_{LO} + iI''_{LO}$ die komplexe Amplitude des Wechselstroms über der Junction ist.

$$I^0_{LO} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\alpha) I_{DC}\left(V_0 + \frac{n\hbar\omega'}{e}\right) \tag{10}$$

$$I'_{LO} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha)\left[J_{n-1}(\alpha) + J_{n+1}(\alpha)\right] I_{DC}\left(V_0 + \frac{n\hbar\omega'}{e}\right) \tag{11}$$

$$I''_{LO} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha)\left[J_{n-1}(\alpha) - J_{n+1}(\alpha)\right] I_{KK}\left(V_0 + \frac{n\hbar\omega'}{e}\right) \tag{12}$$

Ein Ersatzschaltbild, das den Mischer bei einer Lokaloszillatorfrequenz ω zeigt, wird in Abbildung 8 dargestellt. Der LO kann als Stromquelle gesehen werden, wobei er eine komplexe Amplitude $\Im_{LO}$ und eine Quellenadmittanz (source admittance) $Y_{emb} = G_{emb} + iB_{emb}$ hat. Y_{emb} wird aus der Einbettungsadmittanz des Hohlleiters und der

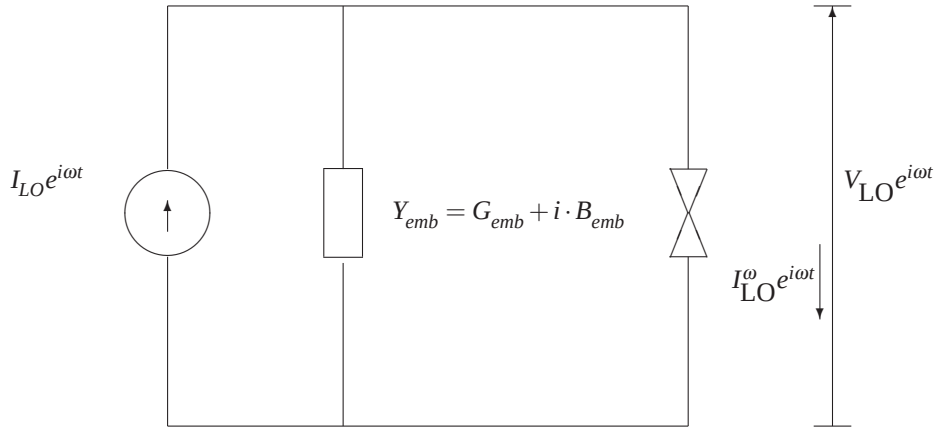

Abbildung 8: Ersatzschaltbild für einen Mischer bei der LO-Frequenz ω.

integrierten Tuning-Struktur berechnet und beinhaltet außerdem die geometrische Kapazität der Junction.

Nach diesem äquivalenten Schaltkreis hängen die Stromamplitude der Quelle $\Im_{LO}$, die Strom- und Spannungsamplitude der Junction (I''_{LO}, V_{LO}) und die Einbettungsadmittanz des externen Kreises Y_{emb} zusammen durch

$$\Im_{LO} = I^{\omega}_{LO} + Y_{emb} V_{LO}. \tag{13}$$

Die Großsignalamplitude V_{LO} hängt von der auftreffenden LO-Stromamplitude $\Im_{LO}$ ab und kann aus einer iterativen Lösung der Gleichungen (10) bis (13) gewonnen werden. Eingangsparameter sind die Einbettungsadmittanz Y_{emb}, die LO-Eingangsleistung sowie I_{DC} und I_{KK}, die aus der Messung der ungepumpten Kennlinie gewonnen wurden.

Damit ergibt Gleichung (10) die in Abbildung 9 gezeigte gepumpte Kennlinie. Die Höhe und Breite der in der Abbildung gezeigten Pumpstufen hängt von der Lokaloszillatorleistung und -frequenz ab. Die Höhe der Pumpstufe bestimmt die Konversion und muß daher auf einen optimalen Wert abgestimmt werden. Die Frequenz des Lokaloszillators und damit die Breite der Pumpstufe sind durch die Beobachtungsfrequenz vorgegeben. Allerdings verändert sich mit einer geänderten Pumpfrequenz auch die Vorspannung, bei der der Mischer betrieben werden muß. Diese Parameter fließen mit in die automatische Abstimmung ein und werden dort näher besprochen.

3.3 Josephson-Effekt

Man unterscheidet zwischen Josephson-Wechselstrom und -Gleichstrom. Beide Effekte erhöhen das Mischerrauschen und werden daher im folgenden besprochen. Ihre Unterdrückung mit Hilfe eines Magnetfeldes sind von entscheidender Bedeutung für den rauscharmen Betrieb des SIS-Mischers.

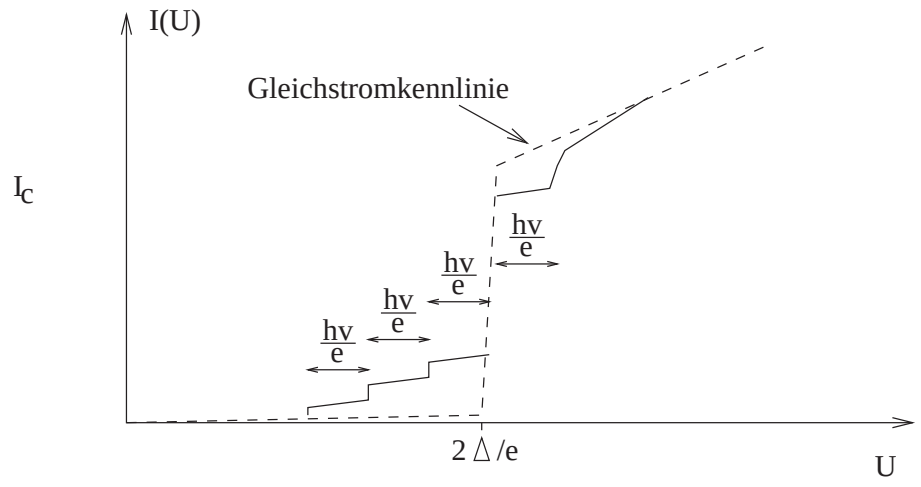

Abbildung 9: Schematischer Graph einer mit der Frequenz ν gepumpten Kennlinie.

3.3.1 Der Josephson-Wechselstrom

Bei der Betrachtung des Stroms, der durch die Junction fließt, unterscheidet man zwei Bereiche: Ist der Strom, der durch den Kontakt fließt, kleiner als der kritische Strom I_C, so fällt über dem Kontakt keine Spannung ab. Dieser verlustfreie Strom wird von durch die Barriere tunnelnden Cooper-Paare erzeugt.

Der verlustfreie Tunnelstrom ist nach Josephson

$$I = I_C \cdot \sin\varphi. \tag{14}$$

Dabei berechnet sich die Phasendifferenz φ der Wellenfunktionen der Cooper-Paare auf beiden Seiten der Barriere durch:

$$\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = \frac{2eU}{\eta}. \tag{15}$$

Für $U = 0$ herrscht bei Strömen, die unterhalb des kritischen Stroms liegen, eine konstante Phasendifferenz. Im Fall $U \neq 0$ ergibt sich ein Wechselstrom mit der Frequenz

$$\nu_J = \frac{2eU}{h}. \tag{16}$$

Steigt der Strom auf einen Wert oberhalb des kritischen Stroms I_C , so entspricht die Kennlinie einem verlustbehafteten Strom durch einen ohmschen Widerstand. Dieser Strom wird von Quasiteilchen-Anregungen aufrechterhalten. Sie entstehen, wenn die Spannung ausreicht, um durch Tunneln von einer Seite des Kontakts auf die andere die nötige Energie zum Aufbrechen eines Cooper-Paares aufzubringen.

3.3.2 Der Josephson-Gleichstrom

Durch eine dünne Isolierschicht kann ein Suprastrom fließen. Hier betrachtet man insbesondere den Einfluß eines äußeren Magnetfeldes parallel zur Isolierschicht. Die Nullstellen des Stromes treten gerade bei den Magnetfeldern auf, für die in der Tunnelanordnung ganzzahlige Vielfache des elementaren Flußquants vorliegen. Dies läßt sich folgendermaßen erklären [7]:

Betrachtet man zwei Supraleiter, die schwach gekoppelt und gleich groß sind, so befinden sie sich vollkommen getrennt in einem wohldefinierten quantenmechanischen Zustand. Dieser Zustand wird mit der Energie E beschrieben. Jeder quantenmechanische Zustand mit der Energie E hat eine "innere Frequenz" $\nu = h/E$. Ein Cooper-Paar-System kann man auch mit einem schwingenden Pendel vergleichen.

Sind beide Supraleiter schwach gekoppelt, so können sie Cooper-Paare austauschen, wobei die Wahrscheinlichkeit dafür sehr gering ist. Ändern sich nun die Zustände der beiden Systeme zeitlich, so ist für die Richtung und die Größe des Cooper-Paar-Austausches die Phasendifferenz der beiden Systeme ausschlaggebend. Für einen Tunnelkontakt gilt:

$$I_S = I_{S,max} \sin(\varphi_2 - \varphi_1), \tag{17}$$

wobei $I_{S,max}$ den maximalen Josephson-Gleichstrom durch den Kontakt bezeichnet. Seine Größe ist ausschließlich durch die physikalischen Eigenschaften der Isolierschicht (z.B. Dichte und Höhe des Isoliermaterials) bestimmt. φ_1 und φ_2 sind die Phasen der beiden Cooper-Paar-Systeme.

Gleichung 17 kann für die Stromdichte umgeschrieben werden zu:

$$j_S = j_{S,max} \sin(\varphi_2 - \varphi_1). \tag{18}$$

Für die Phasendifferenz $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ gilt, daß im Fall von $0 \leq \Delta\varphi \leq \pi$ Strom vom ersten zum zweiten Supraleiter fließt und bei $\pi \leq \Delta\varphi \leq 2\pi$ in die andere Richtung. Wenn $\Delta\varphi = 0, \pi$ gilt, so fließt kein Strom.

Im folgenden wird der Einfluß eines Magnetfeldes auf die Phasenbeziehung zwischen den Cooper-Paar-Systemen beschrieben.

Zur Bestimmung des Einflusses des Magnetfeldes verwendet man die quantenmechanische Regel, wonach bei der Bewegung eines geladenen Teilchens im Magnetfeld zwei impulsartige Größen unterschieden werden müssen:

- Der Impuls $\vec{p}$ der Wellenfunktion des Teilchens ($\vec{p} = \hbar\vec{k}$) und
- der kinetische Impuls $m\vec{v}$.

Beide werden verknüpft über die Beziehung

$$m\vec{v} = \vec{p} - q \cdot \vec{A}, \tag{19}$$

wobei

$$\begin{aligned} m &= \text{Masse des Teilchens} \\ \vec{v} &= \text{Geschwindigkeit des Teilchens} \\ \vec{p} &= \text{kanonischer Impuls}(\lambda = h/|\vec{p}|) \\ q &= \text{Ladung des Teilchens} \\ \vec{A} &= \text{Vektorpotential}(rot\vec{A} = \vec{B}) \end{aligned}$$

Für die Cooper-Paare lautet diese Beziehung:

$$2m\vec{v} = \vec{p} + 2e\vec{A}. \tag{20}$$

Variiert man nun $\vec{A}$, während man $\vec{p}$ konstant hält, so ändert sich $2m\vec{v}$ und damit auch die Stromdichte $\vec{j_S}$. Hält man hingegen $2m\vec{v}$ konstant, so führt eine Änderung von $\vec{A}$ zu einer Variation von $\vec{p}$ und damit gleichzeitig zu der Variation der Wellenlänge $\lambda = h/|\vec{p}|$.

Um den Einfluß eines Magnetfeldes auf den Josephson-Strom zu quantifizieren, berechnet man zuerst die Phasendifferenz $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ auf Grund des Magnetfeldes $\vec{B}$ in einer Spule:

$$\Delta\varphi_{21} = 2\pi \int_1^2 \frac{|ds|}{\lambda} = \frac{2\pi}{h} \int_1^2 \vec{p} d\vec{s}. \tag{21}$$

In Gegenwart des Magnetfeldes wird die Phasendifferenz zu einer Funktion des Ortes in der y-z-Ebene. Kennt man diese, so kann man die Stromdichte j_S des Josephson-Gleichstromes und durch Integration über die y-z-Fläche auch den Josephson-Strom bestimmen. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß man das Magnetfeld des Josephson-Stromes gegenüber dem äußeren Magnetfeld vernachlässigen kann.

Nun betrachtet man das Vektorpotential $\vec{A}$, das über $rot\vec{A} = \vec{B}$ bestimmt ist, und wählt $\vec{A} = 0,0,-x \cdot B_y$, wobei $\vec{B} = 0,B_y,0$ gesetzt ist. Dies gilt innerhalb des Bereiches eines homogenen Feldes ($|x| < \lambda$). Bezeichnet man die Phasendifferenz zwischen $1'$ und $2'$ bei $z = 0$ mit $\Delta\varphi_0$, dann sind

$$\Delta\varphi_{11'} = \frac{2\pi}{h} \int_{1'}^{1} \vec{p} d\vec{s} \qquad \text{und} \tag{22}$$

$$\Delta\varphi_{22'} = \frac{2\pi}{h} \int_{2'}^{2} \vec{p} d\vec{s}. \tag{23}$$

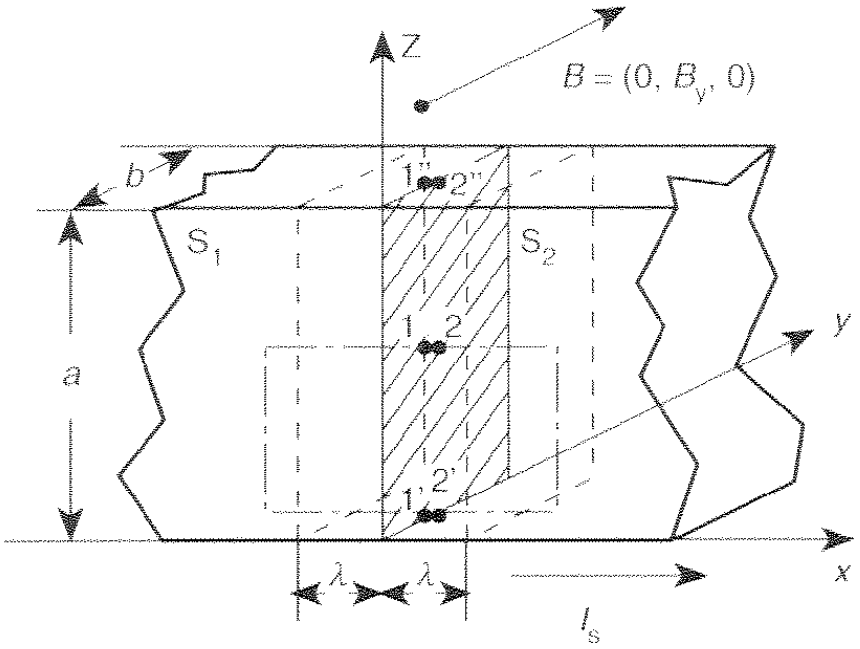

Abbildung 10: Tunnelkontakt im Magnetfeld [7].

Den Integrationsweg wählt man so, daß der in $\vec{p}$ auftretende Term $m\vec{v}$ keinen Beitrag liefert. So erhält man

$$\Delta\varphi_{11'} = \frac{4\pi e}{h}\lambda B_y z \qquad \text{und} \tag{24}$$

$$\Delta\varphi_{22'} = -\frac{4\pi e}{h}\lambda B_y z. \tag{25}$$

Für die Ladung muß $2e$ eingesetzt werden, da es sich um Cooper-Paare handelt. Für die von dem Magnetfeld verursachte Phasendifferenz ergibt sich also:

$$\Delta\varphi_{21} - \Delta\varphi_0 = \frac{4\pi e}{h} 2\lambda z B_y, \tag{26}$$

$$\Delta\varphi_{21}(z) = \Delta\varphi_0 + 2\pi\frac{\Phi(z)}{\Phi_0}, \tag{27}$$

wobei $\Phi(z)$ der Fluß ist, der durch die Fläche $F(z) = 2\lambda z$ geht. Φ_0 ist das Flußquant ($\Phi_0 = \frac{h}{2e}$).

Die Stromdichte wird somit bestimmt durch

$$j_S(z) = j_{S,max}\sin\left(\Delta\varphi_0 + \frac{2\pi\cdot 2e}{h}\Phi(z)\right). \tag{28}$$

Die vom Magnetfeld bedingte maximale Phasendifferenz beträgt

$$\Delta\varphi(\vec{A}) = \frac{2\pi \cdot 2e}{h}\Phi(a), \tag{29}$$

wobei a die maximale Ausdehnung der Junction in z-Richtung bezeichnet.

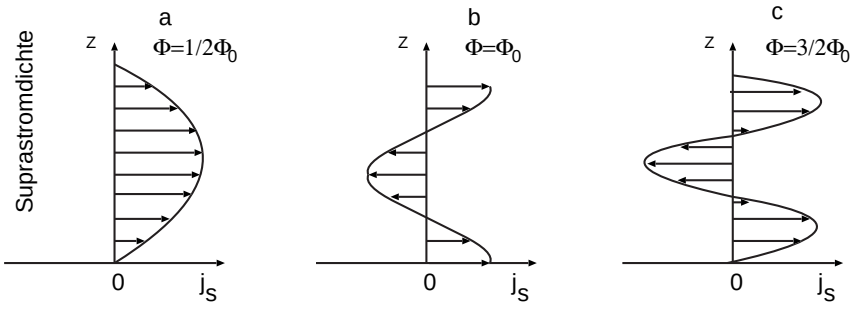

Abbildung 11: Variation der Josephson-Suprastromdichte längs eines Kontaktes mit Magnetfeld [7].

Liegt an dem Kontakt in Gegenwart eines Magnetfeldes eine Spannung U_0 an, so richtet das System seine Phasen so ein, daß der maximale Suprastrom fließen kann, den das jeweilige Magnetfeld zuläßt. Für $\Phi(a) = \Phi_0 \frac{h}{2e}$ kann kein Josephson-Gleichstrom fließen, da unabhängig von $\Delta\varphi_0$ die Phase über die Höhe a des Tunnelkontaktes um 2π geändert wird. Damit wird das Integral der Stromdichte über dem Kontakt gleich Null, da die Stromdichte nach Gleichung 18 gleiche Beträge von links nach rechts und von rechts nach links liefert. Dieser Fall ist in Abbildung 11 b dargestellt. In den Abbildungen 11 a und 11 c sind die Stromdichteverteilungen für $\Phi(a) = \frac{1}{2}\Phi_0$ und $\Phi(a) = \frac{3}{2}\Phi_0$ dargestellt. So entsteht das in Abbildung 12 gezeigte Bild [7].

Eine exakte Rechnung liefert für den maximalen Suprastrom als Funktion des magnetischen Flusses durch den Tunnelkontakt:

$$I_{S,max}(B) = I_{S,max}(0)\frac{\sin \pi\Phi(a)/\Phi_0}{\pi\Phi(a)/\Phi_0}. \tag{30}$$

$\Phi(a)$ ist dabei der vom Feld $\vec{B}$ in der ganzen Tunnelanordnung erzeugte magnetische Fluß und Φ_0 das elementare Flußquant ($\Phi_0 = \frac{h}{2e} = 2 \cdot 10^{-7}\text{Gauß} \cdot \text{cm}^2$).

Wie in Abbildung 12 zu sehen ist, ist das optimale Abstimmen der Magnetfeldstärke für einen minimalen Suprastrom, also ein geringes Eigenrauschen und damit eine gute Effizienz des Systems, sehr wichtig. Im praktischen Betrieb wird das Verhalten durch Flux-Trapping weiter beeinflußt, so daß der Abstimmvorgang mit einem sehr hohen Aufwand verbunden ist.

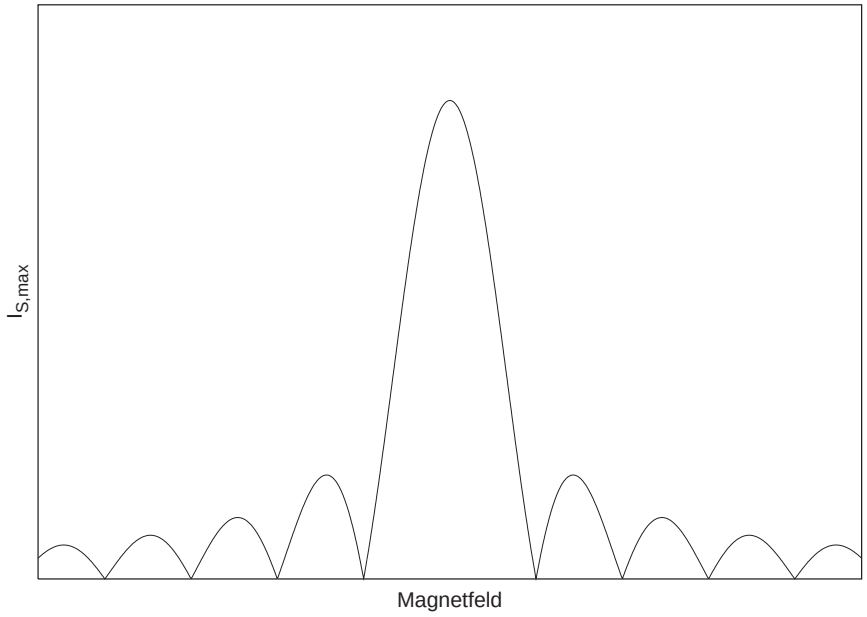

Abbildung 12: Maximaler Josephson-Strom in Abhängigkeit vom Magnetfeld.

4 Automatisches Abstimmen der SIS-Mischer

Nachdem im letzten Kapitel das Heterodynprinzip sowie der Einsatz von SIS-Mischern beschrieben wurden und dabei aufgezeigt wurde, welche Parameter zu dessen Abstimmen eingestellt werden müssen, wird in diesem Kapitel gezeigt, wie ein SIS-Empfänger mit Hilfe eines Steuerrechners, welcher im Fall des SMART-Empfängers ein Linux-PC ist, automatisch abgestimmt wird. Dabei wird der Abstimmvorgang eines einzelnen Mischers beschrieben. Das Abstimmen eines Empfänger-Arrays erfolgt dadurch, daß der Algorithmus nacheinander auf alle Einzelelemente angewandt wird. Der KOSMA-Array-Empfänger weist zudem einige Besonderheiten wie das Vorhandensein von nur einem Lokaloszillator für bis zu acht Mischer oder die Wahl des Stufenabschwächers auf, die in Kapitel 5 beschrieben werden und die für die allgemeine Beschreibung der Abstimmung eines Mischers nicht von Bedeutung sind.

Die im vorigen Kapitel vorgestellte Theorie zeigt, daß sich SIS-Junctions durch ihre Nichtlinearität, ihr geringes Eigenrauschen und ihren geringen LO-Leistungsbedarf gut als Heterodynmischer für astronomische Empfänger eignen. Dabei tritt der Josephson-Effekt auf, der kompensiert werden muß. Dies ist durch das Anlegen eines Magnetfeldes möglich. Allerdings muß die Magnetfeldstärke optimal gewählt werden. Um eine möglichst effiziente Konversion des Mischers zu erhalten, muß die vom Lokaloszillator eingestrahlte Leistung und damit die Pumpstufenhöhe optimiert werden. Außerdem ist die Vorspannung, bei der die Junction betrieben wird, so zu wählen, daß die Konversion maximal wird.

4.1 Berücksichtigte Abstimmparameter

Das optimale Einstellen der Parameter Magnetfeldstärke, Bias-Spannung sowie Pumpleistung der Lokaloszillatoren ermöglicht die beste Effizienz des Systems und damit das geringste Eigenrauschen. All diese Parameter wurden bisher an SIS-Empfängern manuell eingestellt. Da dies bei einem System mit acht oder sechzehn Mischern nicht mehr effizient erfolgen kann, wurde das automatisierte Abstimmen entwickelt. Die Parameter sind im einzelnen die Magnetfeldstärke, die Bias-Spannung sowie die Lokaloszillatorleistung und -frequenz.

Magnetfeldstärke: Das Magnetfeld unterdrückt den Josephson-Effekt, der zusätzliches Rauschen hervorrufen würde. Ohne eine optimal eingestellte Magnetfeldstärke ist dieses Rauschen so hoch, daß ein sinnvolles Messen mit dem System nicht möglich wäre.

Biaspunkt: Der Biaspunkt bezeichnet die Vorspannung, bei der der SIS-Mischer betrieben wird, um eine optimale Konversion zu erhalten. Bei dieser Spannung ist die Rauschtemperatur des Empfängers minimal.

Lokaloszillatorleistung und -frequenz: Das zu detektierende Signal wird mit Hilfe des Lokaloszillatorsignals gemischt und so auf die Zwischenfrequenz umgesetzt. Der phasenstabilisierte Lokaloszillator muß also bei der richtigen Frequenz schwingen und seine Leistung muß so optimiert werden, daß die Konversion des Mischers maximiert wird. Bei der Abstimmung des Lokaloszillators wird der Benutzer vom System unterstützt, da zur Einstellung der Frequenz und der Pumpleistung die Positionen der Backshorts am Gunn und an den Vervielfachern durch Abstimmschrauben verändert werden müssen, so daß dieser Vorgang noch nicht automatisiert weren kann.

Die Abstimmung eines SIS-Empfängers besteht im wesentlichen aus den folgenden Schritten:

1. Einstellen des Lokaloszillators (LO) auf die zu beobachtende Frequenz, wobei die Zwischenfrequenz beachtet werden muß.
2. Optimierung des Diplexers, durch den die Strahlung des Lokaloszillators mit der zu messenden Strahlung überlagert wird, um maximale Signaltransmission zu erhalten.
3. Einstellen eines Biaspunktes, mit dessen Hilfe die Junction abgestimmt werden kann.
4. Einstellen des Magnetfeldes. Dies ist der bei weitem aufwendigste Punkt, für den Vorarbeiten erledigt werden müssen wie das Einstellen des Biaspunktes oder das Aussteuern des Zwischenfrequenz-Ausgangs.
5. Überprüfen und ggf. Nachstellen des Biaspunktes.

4.2 Einstellen des Lokaloszillators

Der Lokaloszillator besteht aus einem Gunnoszillator, von dessen Ausgangsleistung ein kleiner Teil in den Harmonischenmischer eingespeist wird, dessen Signal wiederum der Phase-Lock-Loop (PLL) zur Verfügung gestellt wird, um den Gunn phasenstabil auf die eingestellte Frequenz zu regeln. Der größte Teil des Gunn-Signals aber wird zu einer wesentlich höheren Frequenz vervielfacht und dem zu detektierenden astronomischen Signal überlagert, so daß der SIS-Mischer die Differenz bzw. die Summe der Frequenz bilden kann. Anschließend wird mit konventioneller Technik im Bereich von 2GHz gearbeitet.

In Abbildung 13 ist das Blockdiagramm des phasengelockten Gunnoszillators dargestellt. Ein kleiner Teil des Gunnoszillatorsignals wird ausgekoppelt und im Harmonischenmischer mit einer harmonischen Schwingung des Synthesizersignals gemischt.

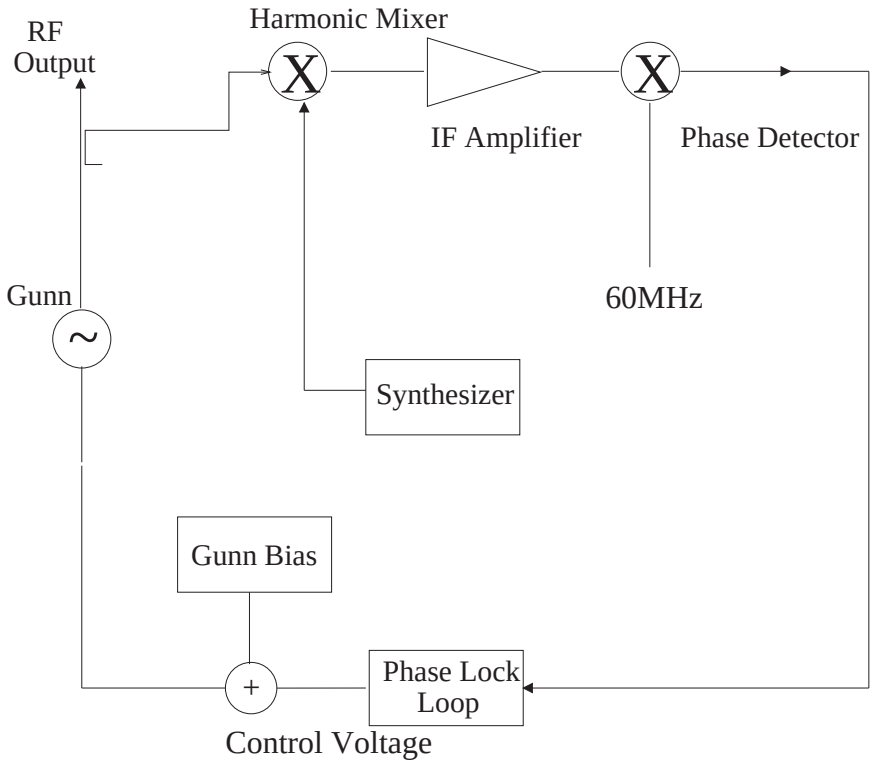

Abbildung 13: Blockdiagramm des phasengelockten Gunnoszillators.

Dieses niederfrequente Signal wird von der Phase-Lock-Loop als Regelsignal für die Gunnoszillatorspannung verwendet, die wiederum die Frequenz des Oszillators bestimmt. Ein Großteil des Gunnsignales wird frequenzvervielfacht und dem Meßsignal im SIS-Mischer überlagert.

Wenn die Frequenz, auf die der LO zu tunen ist, ν_{LO} ist und der Vervielfacher die Frequenz um den Faktor *mult* erhöht, dann muß der Gunn die Frequenz

$$\nu_{Gunn} = \frac{\nu_{LO}}{mult}$$

erzeugen. Das Signal des Gunns wird für die PLL mit Hilfe des Harmonischenmischers mit der Harmonischen (*harm*) des Synthesizers überlagert und so auf eine Frequenz von 60MHz heruntergemischt. Wenn ν_{Synth} die Frequenz des Synthesizers ist, dann gilt

$$\nu_{Synth} = \frac{\nu_{Gunn} - 60MHz}{harm}.$$

Man kann nun überprüfen, ob der Harmonischenmischer tatsächlich auf die richtige Harmonische des Synthesizers mischt, indem man – abhängig vom Einstellbereich des

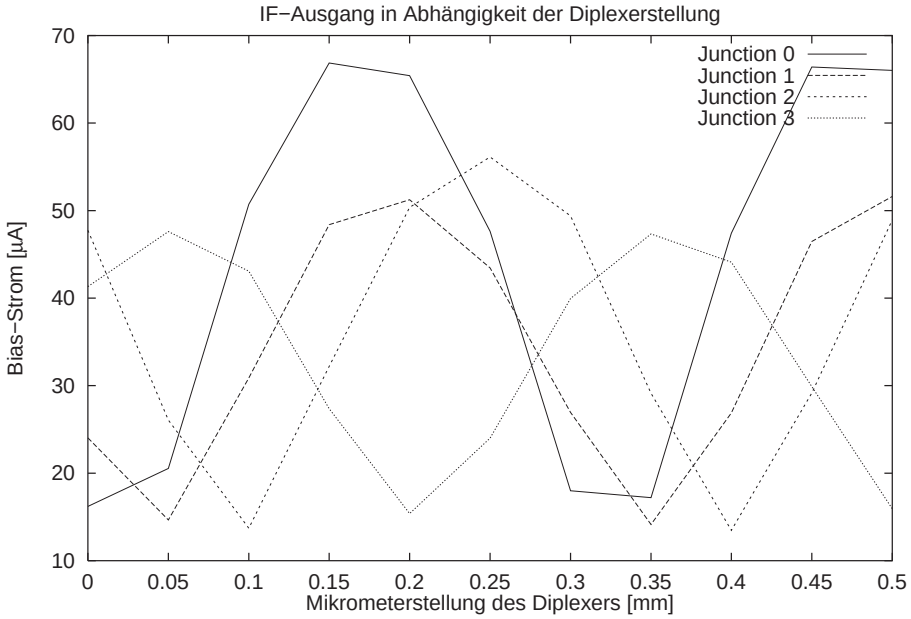

Abbildung 14: IF-Ausgangsleistung der 492GHz-Mischer in Abhängigkeit vom Lichtweg im Diplexer. Man erkennt eine leichte Verkippung der Spiegel an der Phasenverschiebung der einzelnen Beams.

Synthesizers – einen anderen Faktor *harm* wählt und überprüft, ob der Gunn nach wie vor gelockt ist, das Mischprodukt des Harmonischenmischers also tatsächlich in den gleichen Frequenzbereich fällt.

Anhand der Pumpleistung kann nun die Transmission des Diplexers, der im wesentlichen aus zwei Martin-Puplett Interferometern besteht, optimiert werden. Dazu ist in Abbildungen 14 und15 die Ausgangsleistung der einzelnen Kanäle gegen die Verschiebung eines der Spiegel am Diplexer aufgetragen. Wie erwartet, sieht man eine sinusförmige Modulation des Signals. Die Phasenverschiebung in Abbildung 14 stammt von einer leichten Verkippung des Spiegels, so daß sich die Weglänge eines Kanals von der eines daneben liegenden unterscheidet. Dies wurde am Diplexer korrigiert, und Abbildung 15 zeigt das Verhalten ohne Verkippung, d.h. ohne Phasenversatz.

Ein weiterer Aspekt im Zusammenhang mit dem Lokaloszillator beim Abstimmen des Empfängers ist die Wahl der LO-Leistung, sichtbar an der Höhe der Pumpstufe in der Strom-Spannungs-Kennlinie (vgl. auch Abschnitt 3.2). Es ist darauf zu achten, daß der Mischer genügend Pumpleistung erhält, ohne dabei allerdings überpumpt zu werden (siehe dazu auch Abbildungen 16 und 17). An Einkanalempfängern hat dies der Benutzer durch Betrachten der Kennlinie und der Konversionskurve, in der die ZF-Ausgangsleistung gegen die Bias-Spannung aufgetragen ist, durchgeführt. Dazu wurde für ein grobes Abstimmen die Pumpstufenhöhe, die anhand der Kennlinie zu erkennen ist, auf ein Viertel des Stromes an der Gapspannung eingestellt. Die Feinein-

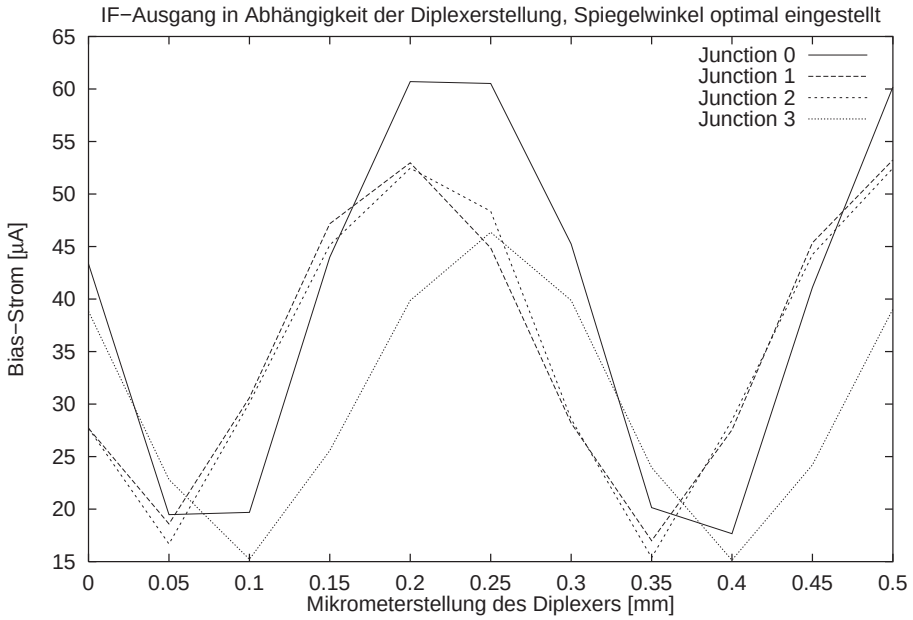

Abbildung 15: IF-Ausgangsleistung der 492GHz-Mischer in Abhängigkeit vom Lichtweg im Diplexer. Der Diplexer wurde so optimiert, daß die Spiegel genau senkrecht stehen.

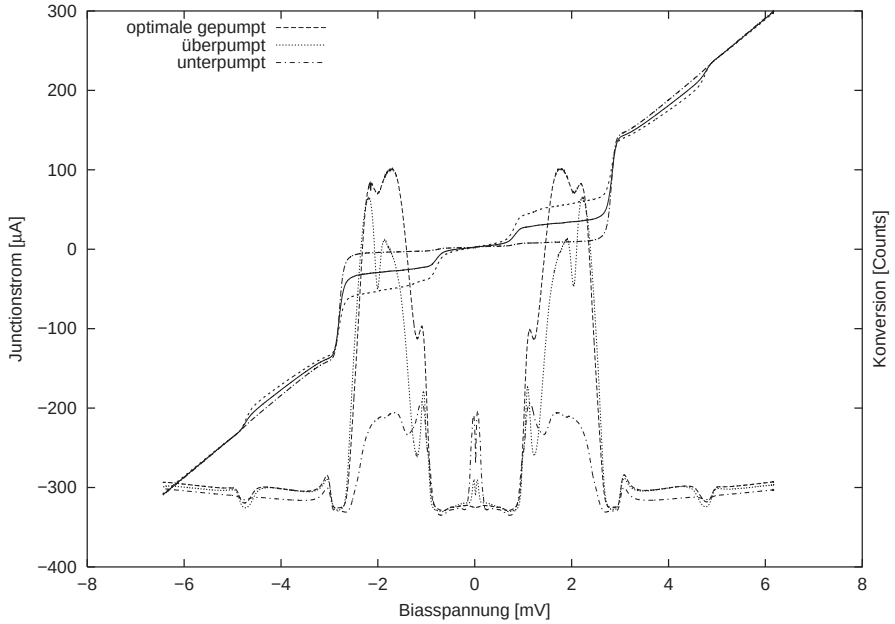

Abbildung 16: Kennlinie und Konversionskurve einer optimal gepumpten, überpumpten und unterpumpten Junction.

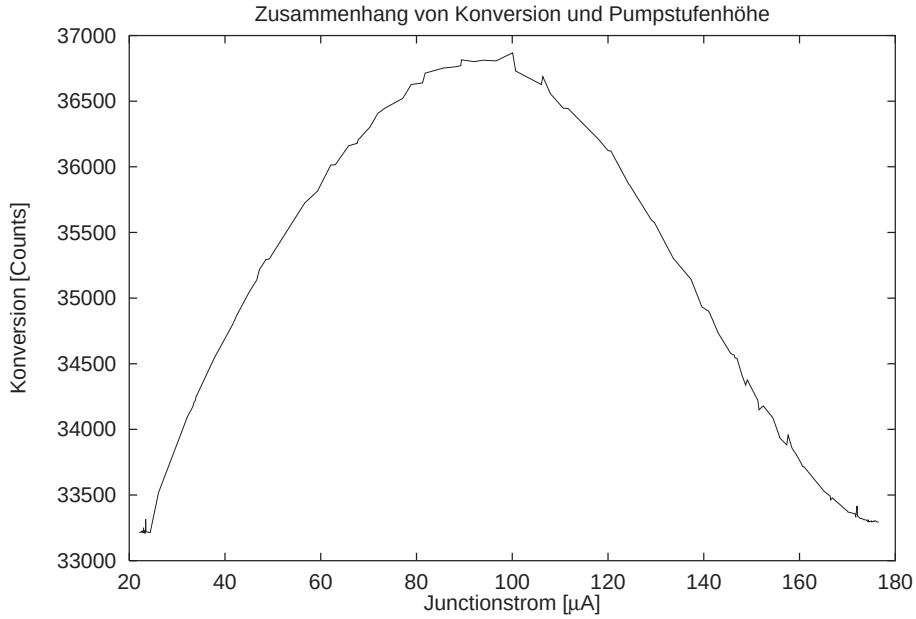

Abbildung 17: Konversion am Biaspunkt, dargestellt in Abhängigkeit der Pumpstufenhöhe, die als Mischerstrom aufgetragen ist. Man sieht, daß die Konversion sowohl rechts als auch links des Maximums, das etwa bei $90\mu A$ liegt, schwächer wird.

stellung erfolgte anhand der Konversionskurve, die zu maximieren war.

Dies ist bei einem Betrieb von bis zu acht Mischern pro Frequenz nicht mehr praktikabel, da der Benutzer hier die Pumpstufenhöhe und die Konversionskurve aller Mischer, die von dem einzustellenden Lokaloszillator gepumpt werden, beobachten müßte. Allerdings ist für das Einstellen der Pumpstufenhöhe nicht die gesamte Kennlinie oder Konversionskurve erforderlich. Vielmehr reicht es aus, die Pumpstufenhöhe sowie die ZF-Ausgangsleistung am Biaspunkt zu betrachten. Besonders letztere reagiert sehr empfindlich auf eine nicht optimale Pumpleistung. Diese Informationen können am Array-Empfänger parallel für alle Kanäle graphisch für den Benutzer dargestellt werden, so daß dieser die ZF-Ausgangsleistung aller SIS-Mischer maximieren kann.

In Abbildung 18 ist schematisch dargestellt, wie ein Mischer abgestimmt wird. Dies umfaßt das Einstellen des Biaspunktes und des Magnetfeldes. Die einzelnen Punkte werden im folgenden besprochen.

4.3 Einstellen des Biaspunktes

Als Biaspunkt wird die Spannung gewählt, bei der die Konversion der Junction maximal und damit das Rauschen minimal ist. Dieser Punkt läßt sich numerisch mit Hilfe

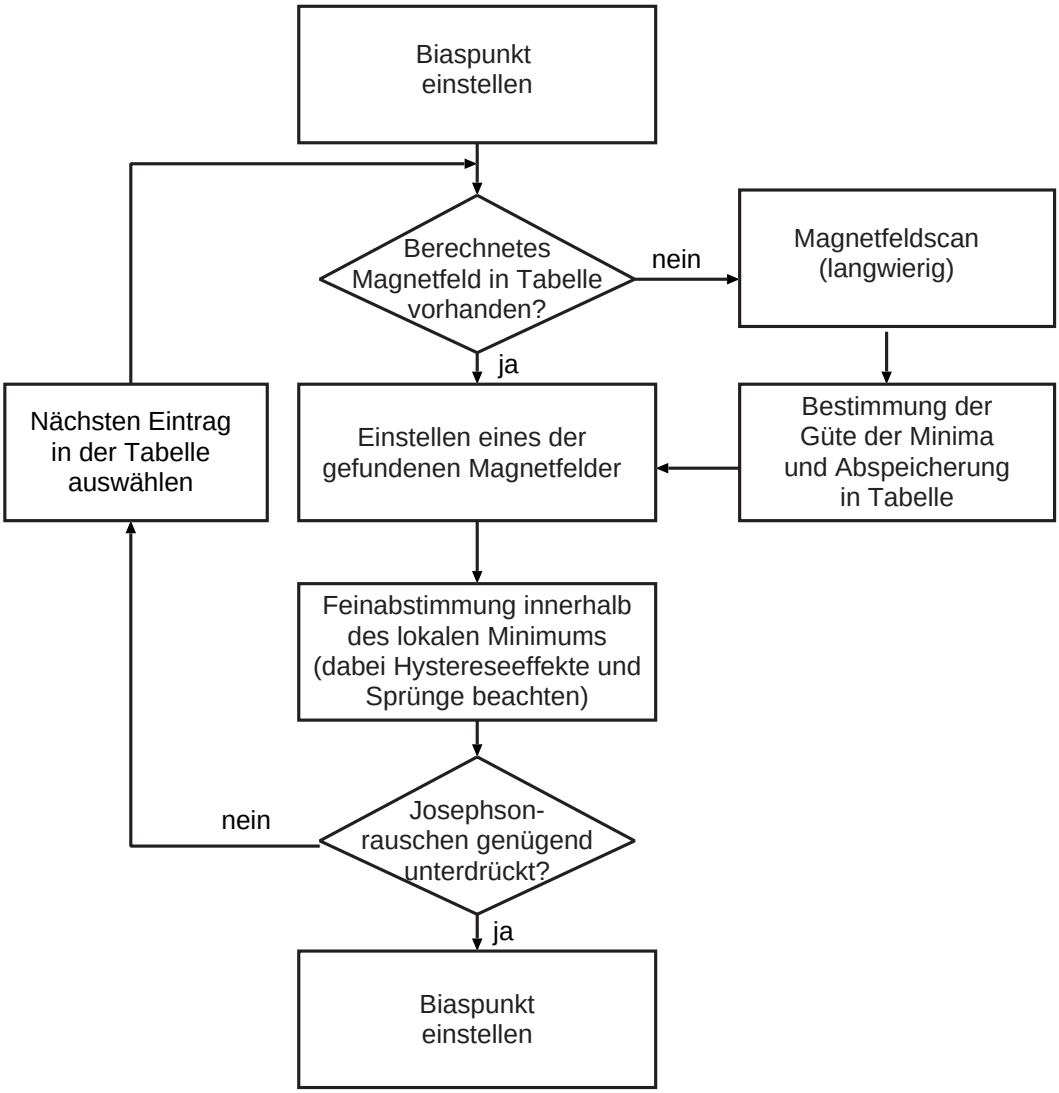

Abbildung 18: Abstimmung des Biaspunktes und des Magnetfeldes.

der Kleinsignal-Analyse berechnen (siehe [63], [21]). Dazu ist allerdings eine genaue Kenntnis der Admittanz des Tunnelkontaktes bei der gepumpten Frequenz nötig. Da diese Berechnung einen großen Aufwand bedeutet und andererseits die optimale Bias-Spannung ausschließlich abhängig von der LO-Frequenz ist, können auch tabellierte Werte verwendet werden. Außerdem wird das ZF-Leistungs-Signal und damit die Konversionskurve der Junction so rauscharm gemessen, daß auch eine Auswertung an dieser Kurve stattfinden kann.

Für jeden Mischer kann eine Tabelle angelegt werden, in der zu einer vorgegebenen Frequenz der entsprechende Biaspunkt relativ zur Nullposition der Kennlinie angegeben wird. Da es einen Algorithmus zum Finden dieser Mitte unter Ausnutzung der Punktsymmetrie der Kennlinie gibt, kann der Punkt also immer fehlerfrei angefahren werden.

Ist für eine zu beobachtende Frequenz kein Eintrag vorhanden, so wird zwischen zwei benachbarten Werten interpoliert. Entscheidend ist an dieser Stelle des Abstimmverfahrens, daß der Mischer in einem zentralen Bereich auf der Pumpstufe betrieben wird, da die nachfolgenden Algorithmen, die den Stufenabschwächer (siehe Abschnitt 5.2.2) und das Magnetfeld einstellen, in einem Bereich innerhalb der Konversionskurve arbeiten, der auch für den späteren Betrieb gültig ist.

4.4 Abstimmen der Magnetfeldstärke

Ein wesentlicher Parameter für den SIS-Mischer ist das an ihn angelegte Magnetfeld zur Unterdrückung des Josephson-Effekts. Dieses Magnetfeld muß wie in Abschnitt 3.3 beschrieben eingestellt werden. Zur Kontrolle kann man sowohl Effekte, die durch einen falsch eingestellten Spulenstrom innerhalb der Kennlinie wie auch der Konversionskurve entstehen, ausnutzen.

Möchte man das Magnetfeld an einem nichtgepumpten SIS-Mischer einstellen, so muß man den Josephson-Strom, der sich auf der Kennlinie als Sprung am Symmetriezentrum und in der Konversionskurve als Rauschen in dessen Nähe zeigt, unterdrücken.

Bei dem Betrieb eines SIS-Empfängers liegt der Grund dafür, daß für seine Abstimmung ein komplexer Algorithmus benötigt wird, im Einstellen des Magnetfeldes. Aufgrund der drei folgenden Effekte ist dies nicht durch Abstimmen anhand von Tabellen möglich:

1. Durch Flux-Trapping entstehen Sprünge in den Magnetfeldscans [4].

2. Durch Remanenz-Magnetisierung wird eine Hysterese des Magnetfeldes hervorgerufen.

3. Eingefrorene magnetische Flüsse im supraleitenden Material sind dafür verantwortlich, daß die Magnetfeldscans als Funktion des Spulenstroms nicht reproduziert werden können.

Die drei Problemfälle werden im folgenden näher erläutert. Anschließend wird das Verfahren vorgestellt, anhand dessen eine automatisierte Abstimmung erfolgen kann.

4.4.1 Sprünge in den Magnetfeldscans

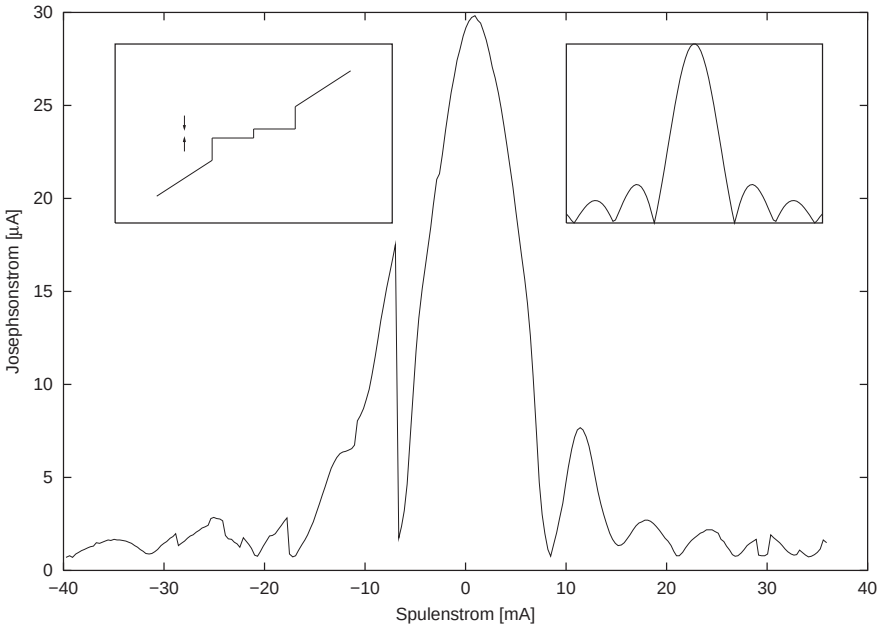

Abbildung 19: Magnetfeldscan anhand der Kennlinie. Man sieht deutlich die Sprünge bei -8 mA, 29 mA und 30 mA Spulenstrom. Außerdem sind im Bereich zwischen −28 mA und -18 mA mehrere Sprünge zu erkennen.

Die Sprünge, die in den Magnetfeldscans sichtbar werden, werden durch Flux-Trapping [64] verursacht. Magnetflußquanten können von Störstellen im Supraleiter eingefangen werden. Im klassischen Bild sind dies Ringströme um Störstellen, die dieses Magnetfeld erzeugen. Verringert man nun das von außen anliegende Magnetfeld, so vergrößert sich der Ringstrom, um das abnehmende Magnetfeld auszugleichen. Ist eine Grenze erreicht, so bricht dieser Strom ab und das den Josephson unterdrückende Magnetfeld wird instantan kleiner. Bemerkbar macht sich dieser Effekt dadurch, daß sich beim Überfahren eines bestimmten Magnetfeldbereiches der Josephson-Strom sprunghaft ändert, wie an einem Beispiel in Abbildung 19 gezeigt wird. Magnetfeldströme, die in den Magnetfeldscans Unstetigkeiten zeigen, lassen keine stabilen Messungen zu, da schon kleinste Änderungen des Systems das Rauschen sprunghaft anheben können.

4.4.2 Hysterese des Magnetfeldes

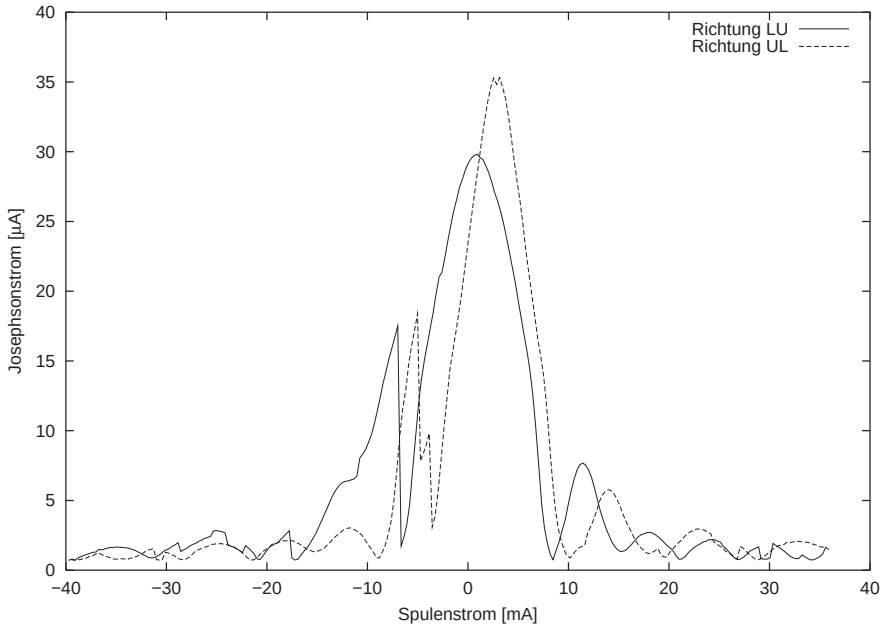

Abbildung 20: Zwei direkt aufeinanderfolgend aufgenommene Magnetfeldscans in zwei verschiedenen Richtungen. Man sieht deutlich den Versatz, der durch die Hysterese des Magnetfeldes zustandekommt.

Ein weiteres Problem stellt die Hysterese des Magnetfeldes dar, die dadurch entsteht, daß der Eisenkern in dem Elektromagneten, der zur Unterdrückung des Josephson-Effekts um die Junction angebracht ist, eine Restmagnetisierung besitzt (siehe Abbildung 20). Dieser Effekt wäre prinzipiell umgehbar, indem immer darauf geachtet wird, daß das Magnetfeld nur von einer Richtung angefahren wird. Problematisch wird dies bei der Feinabstimmung innerhalb eines lokalen Minimums, wenn das Magnetfeld “eingeregelt” werden soll. Durch die eben genannten Sprünge, die teilweise nur in einer Richtung auftreten, wird das Feinabstimmen zusätzlich erschwert.

4.4.3 Nichtreproduzierbarkeiten

Das wohl größte Problem bei der Abstimmung des Magnetfeldes liegt in den Nichtreproduzierbarkeiten der einzustellenden Magnetfeldströme, die dadurch zustande kommen, daß durch variable externe Magnetfelder in der Junction magnetischer Fluß eingefroren werden kan. In Abbildung 21 sind sechs Magnetfeldscans an vier verschiedenen Tagen zu sehen. Zwischen den Scans wurden keine Umbauten oder sonstigen Modifikationen der Meßapparatur vorgenommen. Dennoch sieht man, daß sich die Scans

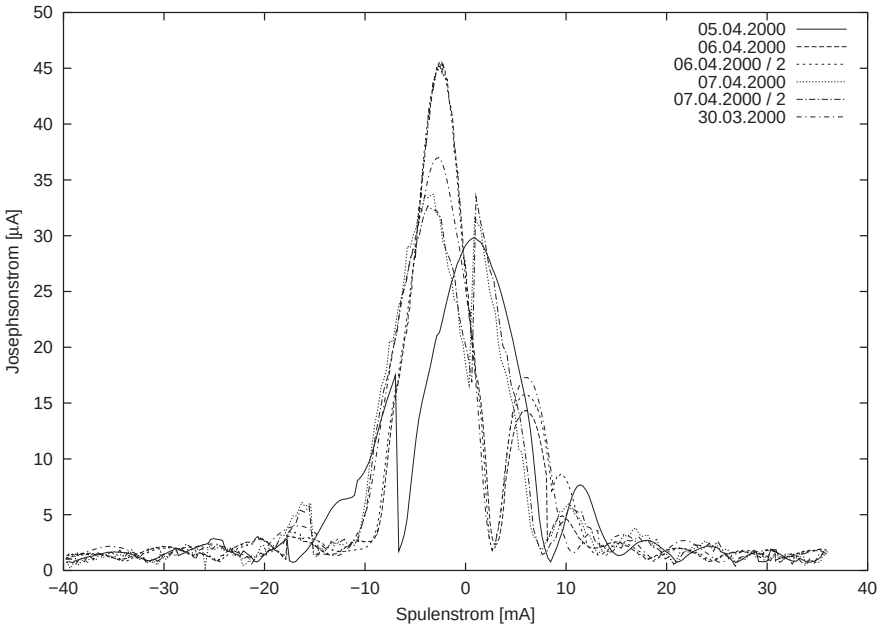

Abbildung 21: Zu verschiedenen Zeiten aufgenommene Magnetfeldscans. Zu beachten ist, daß sich die Scans zum Teil sehr deutlich voneinander unterscheiden, obwohl die Messungen nur in einer Richtung durchgeführt wurden, um die Hystereseeffekte zu unterdrücken. Das gilt insbesondere für die zu findenden Minima.

zum Teil sehr deutlich voneinander unterscheiden. Nach diesem Ergebnis scheidet ein Abstimmen nach Tuningtabelle aus.

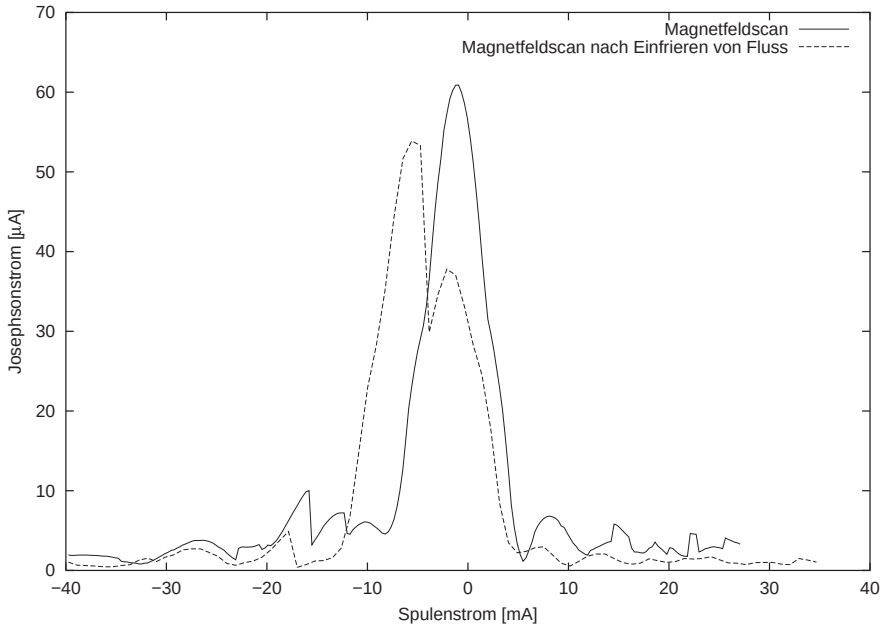

Abbildung 22: Magnetfeldscans, zwischen denen der Empfänger auf 80K aufgewärmt und anschließend mit einem angelegten Spulenstrom von 10 mA wieder abgekühlt wurde.

Um das Einfrieren von magnetischem Fluß zu simulieren, wurde der Empfänger kurzzeitig auf 80 K aufgewärmt und anschließend mit einem Spulenstrom von 10 mA wieder abgekühlt. Sowohl vorher als auch hinterher wurden Magnetfeldscans aufgenommen, die in Abbildung 22 dargestellt sind. Durch das Experiment konnte magnetischer Fluß eingefroren, was dadurch ersichtlich wird, daß der später aufgenommene Scan um etwa 8 mA gegenüber dem anderen verschoben ist.

4.4.4 Bestimmung des Josephson-Effekts

Um die Magnetfeldstärke, die den Josephson-Effekt unterdrückt, optimal einstellen zu können, muß dieser Effekt genau bestimmt werden. Im folgenden wird beschrieben, welche Überlegungen man hinsichtlich der Stabilität des Signals anstellen muß, damit die zum Abstimmen benötigten Voraussetzungen erfüllt sind. Anschließend werden die zwei Möglichkeiten vorgestellt, mit denen der Josephson-Strom letztendlich bestimmt werden kann, nämlich anhand der Kennlinie und der Konversionskurve (Siehe auch Abbildung 23).

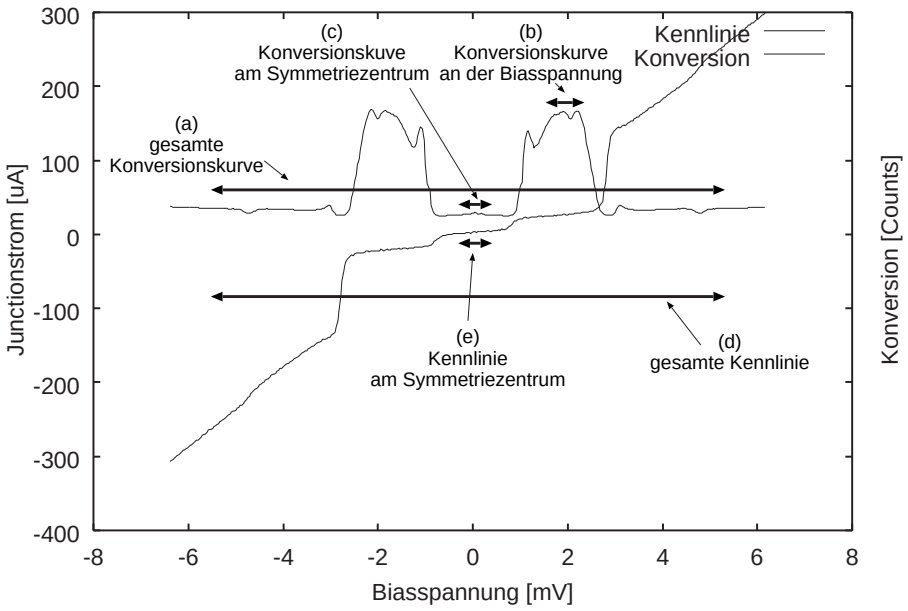

Abbildung 23: Kennlinie und Konversionskurve eines mit 492 GHz gepumpten SIS-Mischers. Eingetragen sind die Bereiche, anhand derer der Josephson-Effekt bestimmt wurde. Siehe dazu auch Abbildung 24.

4.4.4.1 Bestimmung des Josephson-Stroms anhand der Kennlinie

Zur Bestimmung der Größe des Josephson-Effekts kann der kritische Strom bei einem gegebenen Magnetfeld direkt gemessen werden. Um ihn zu messen, wird die Kennlinie um 200μV um das Symmetriezentrum herum aufgenommen oder mehrfach aufintegriert (siehe Abbildung 27). Anschließend wird an dem linken und dem rechten Ast eine Gerade angefittet. Die Differenz der beiden Geraden am Mittelpunkt ist der kritische Strom, der ein Maß für die Güte des Magnetfeldes darstellt.

Alternativ zur Aufnahme ganzer Teile der Kennlinie können auch zwei gleich-, aber nicht allzuweit vom Symmetriezentrum entfernt gelegene Punkte gewählt und der Strom dort durch Integration aufgemittelt werden. Der Josephson-Strom ergibt sich anschließend aus der Subtraktion der Werte. Diese Meßmethode ist schneller durchführbar als das eben beschriebene, weil zum einen der Bias-Wert weniger häufig verstellt werden muß und zum anderen ausschließlich der Strom gemessen wird.

Die Bestimmung des Josephson-Effekts anhand der Kennlinie hat den Vorteil, daß keine ZF-Kette benötigt wird. Die Messungen können schneller durchgeführt werden, insbesondere, wenn keine Möglichkeit vorhanden ist, das ZF-Signal kontinuierlich zu messen. Allerdings reagiert das Verfahren nicht so empfindlich auf eine nicht exakt eingestellte Magnetfeldstärke wie das im folgenden beschriebene Bestimmen des Effekts anhand der Konversionskurve.

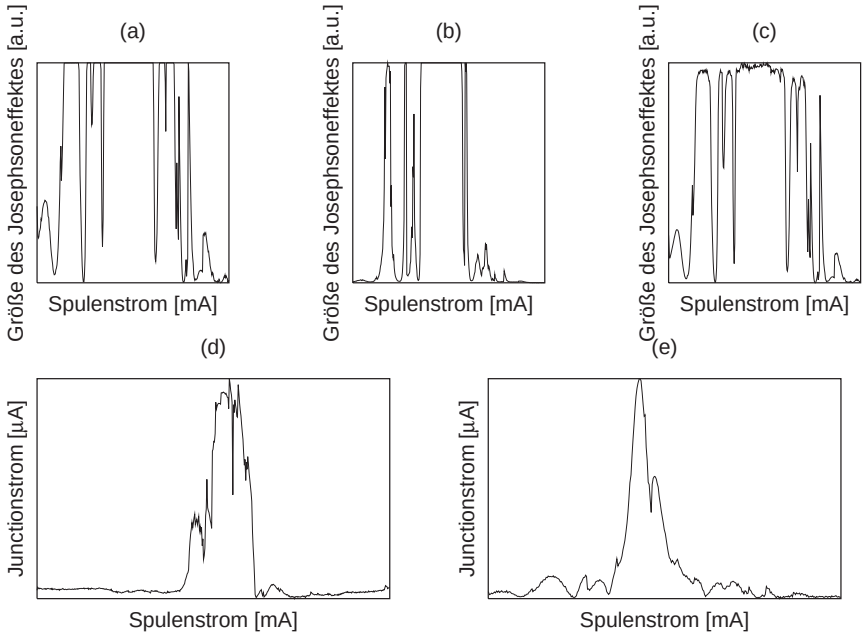

Abbildung 24: Magnetfeldscans der in Abbildung 23 gezeigten Kennlinie und Konversionskurve. Graph (a) zeigt die Auswertung der gesamten Konversionskurve, die Graphen (b) und (c) die Auswertung in einem Bereich um den Biaspunkt bzw. das Symmetriezentrum herum. In den unteren Graphen wurden zur Auswertung die gesamte Kennlinie (d) bzw. der Josephsonstrom ohne angelegte Bias-Spannung (e) herangezogen.

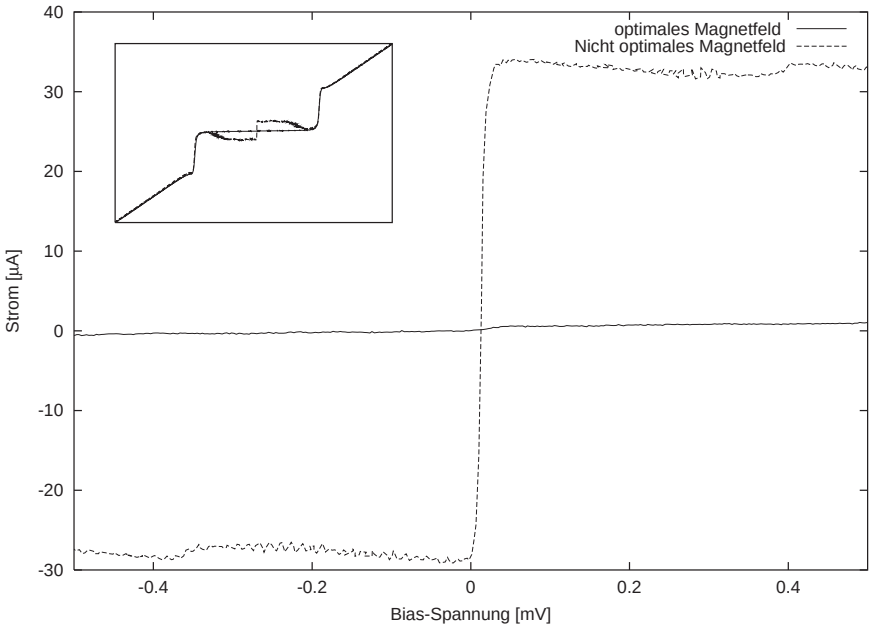

Abbildung 25: Kennlinie einer 492 GHz-Junction mit optimalen und nicht optimalen Magnetfeldern. Man erkennt den Josephson-Strom an der Sprunghöhe am Ursprung der Kennlinie.

Gibt man ein Signal in Form von Lokaloszillatorstrahlung mit der Frequenz ν_{LO} auf die Junction, so überdecken die Pumpstufen den Effekt, bei dem ein Sprung am Ursprung der Kennlinie entsteht. Stattdessen treten in der Kennlinie die sogenannten Shapiro-Stufen auf [64]. Diese entstehen bei den Spannungen

$$V = \frac{nh\nu_{LO}}{2e}. \tag{31}$$

Daher ist das Abstimmen eines gepumpten Mischers anhand der Kennlinie nicht durchführbar.

Aus diesem Grund wird für die Grobeinstellung bei einem ungepumpten Mischer die Kennlinie verwendet. Aus Zeitgründen wird der Weg gewählt, bei dem der Strom an zwei Punkten unweit des Symmetriezentrums gemessen wird. Bei einem gepumpten Mischer kann dieses so nicht vorgegangen werden. Dort wird das folgende Verfahren angewandt.

4.4.4.2 Bestimmung des Josephson-Effekts anhand der Konversionskurve

Neben der Möglichkeit, die Größe des Josephson-Effekts anhand der Stufe am Ursprung der Kennlinie zu bestimmen, ist es auch möglich, die Konversionskurve, also

die ZF-Leistung gegen die Bias-Spannung aufgetragen, heranzuziehen. Diese reagiert wesentlich empfindlicher auf ein nicht optimal eingestelltes Magnetfeld. Allerdings können für die automatische Auswertung nicht all die Eigenschaften der Konversionskurve genutzt werden, die von einem Benutzer am Oszilloskop aufgenommen und verarbeitet werden. So kann die eigentliche Form der Konversionskurve nicht ohne weiteres von der Software erkannt werden. Ein weiterer Nachteil gegenüber der Kennlinienmethode liegt darin, daß für die Aufnahme der Konversionskurve grundsätzlich die gesamte ZF-Kette zur Verfügung stehen muß. Es müssen also leicht quantifizierbare Meßgrößen der Konversionkurve gefunden werden, anhand derer sich die Qualität der Abstimmung beurteilen läßt.

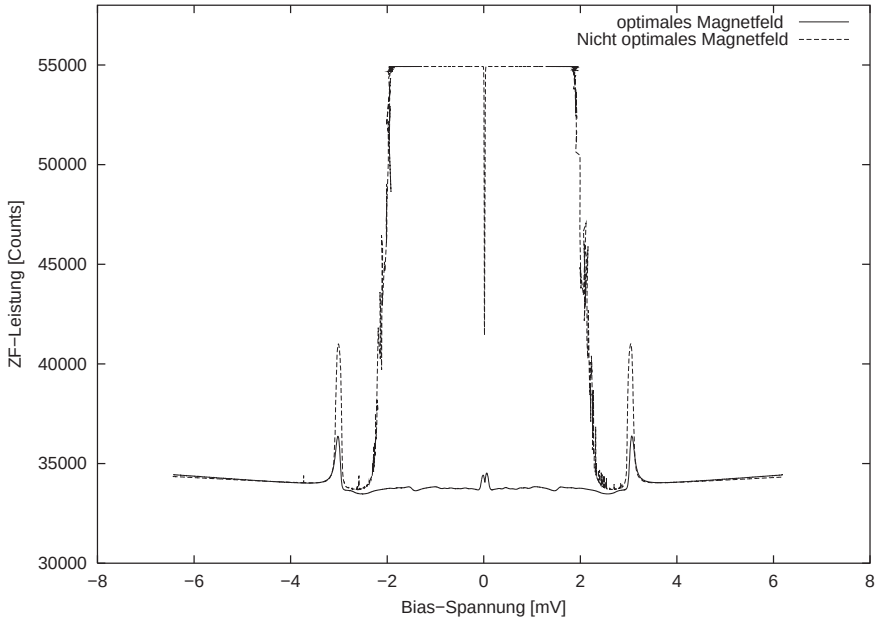

Abbildung 26: Konversionskurven einer nicht gepumpten 492 GHz-Junction mit optimalen und nicht optimalen Magnetfeldern.

In Abbildung 26 sind die Konversionskurven gezeigt, die simultan zu den Messungen in Abbildung 25 durchgeführt wurden. Die Plateaus entstehen dadurch, daß die Elektronik bei 55000 Counts gesättigt ist. Allerdings sieht man an den Graphen, daß das bei der Bestimmung mit den Kennlinien eingestellte Magnetfeld keineswegs optimal war. Erkennbar ist dies an den zwei kleinen Peaks in dem schmalen Bereich um den Ursprung.

Die einfachste Möglichkeit, Informationen über den Josephson-Effekt aus der Konversionskurve abzuleiten, besteht darin, die Summe über den gesamten Datensatz zu bilden. Fährt man mit diesem Algorithmus einen Magnetfeldscan, bei dem die Summe gegen das eingestellte Magnetfeld aufgetragen wird, so sieht man einige scharf

abgegrenzte Minima, die den optimalen Magnetfeldern entsprechen (siehe dazu Abbildung 29). Am oberen Ende sieht man den Bereich, in dem die Meßelektronik gesättigt wurde.

Neben der Summe, läßt sich auch das Maximum der Konversionskurve bilden. Dieses Verfahren reagiert empfindlicher auf Änderungen des Magnetfeldes, allerdings nur so lange, wie das Josephson-Rauschen größer ist als die Konversion. Liegen die Shapiro-Stufen, an denen das Josephson-Rauschen maximal ist weit neben dem Konversionsmaximum des Mischers, so liefert dieser Algorithmus keine brauchbaren Informationen. Das Rauschen bei diesem Meßverfahren ist gegenüber der Summenbildung auch wesentlich höher, da das Maximum nur einer Einzelmessung entspricht.

Um den Meßvorgang zu beschleunigen, kann man eine Eigenschaft der Konversionskurve ausnutzen: Durch die Stufe bei geringen Bias-Spannungen entsteht bei nicht optimal eingestelltem Magnetfeld ein Signal, das ein Maß für den Josephson-Effekt ist. Somit reduziert sich der Meßscan der gesamten Konversionskurve auf das Messen an zwei Punkten (günstigstenfalls an denjenigen, die auch beim Zweipunktmeßverfahren der Kennlinie benutzt werden). Da diese Peaks relativ schmal ausgebildet sind, setzt das allerdings voraus, daß der Symmetriepunkt genau bekannt ist und nicht wandert. Die Bestimmung des Symmetriezentrums kann automatisch an der ungepumpten Kennlinie erfolgen. Auch hier zeigen sich die Vorteile, die für das schnelle Meßverfahren der Kennlinie gelten: Da nur zwei Bias-Punkte angefahren werden, kann die Zeit effektiver für das Integrieren der ZF-Leistung genutzt werden.

Neben der eben ganannten Möglichkeit der Messung am Symmetriezentrum, bietet es sich an, die Konversionskurve in einem kleinen Spannungsbereich um den Arbeitspunkt herum oder gar ausschließlich bei diesem zu messen und auszuwerten. So wird zum einen garantiert, daß das Rauschen am Biaspunkt, an dem anschließend gemessen wird, minimiert wird, und zum anderen wird auch hier nur ein kleiner Bias-Spannungsbereich gemessen, so daß die Messung in einer geringen Zeit durchgeführt werden kann. Selbst Integrationen von 200 oder 300 Meßwerten sind unter Beibehaltung der hohen Geschwindigkeit möglich, da das Verstellen und Messen der Bias-Spannung wegfällt.

Um sicherzustellen, daß der Josephson-Effekt am Arbeitspunkt unterdrückt ist, wird bei gepumpter Junction das Meßverfahren verwendet, bei dem in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt herum gemessen wird..

In den Abbildungen 27 und 28 sieht man die Bestimmung der Größe des Josephson-Effekts anhand der Kennlinie am Ursprung und der Konversionskurve. Dafür wurden die beiden Graphen bei verschiedenen Magnetfeldstärken und einmal ohne Magnetfeld aufgekommen. Letztere wird bei der Konversionskurve nicht dargestellt, da das ZF-Signal vollständig gesättigt war. Anhand des Ausschnittes der Kennlinie sieht man deutlich den Sprung bei der Bias-Spannung 0 mV, den der Josephson-Effekt bei einem Betrieb des Mischers ohne Magnetfeld verursacht. Die Unterschiede der Kennlinien

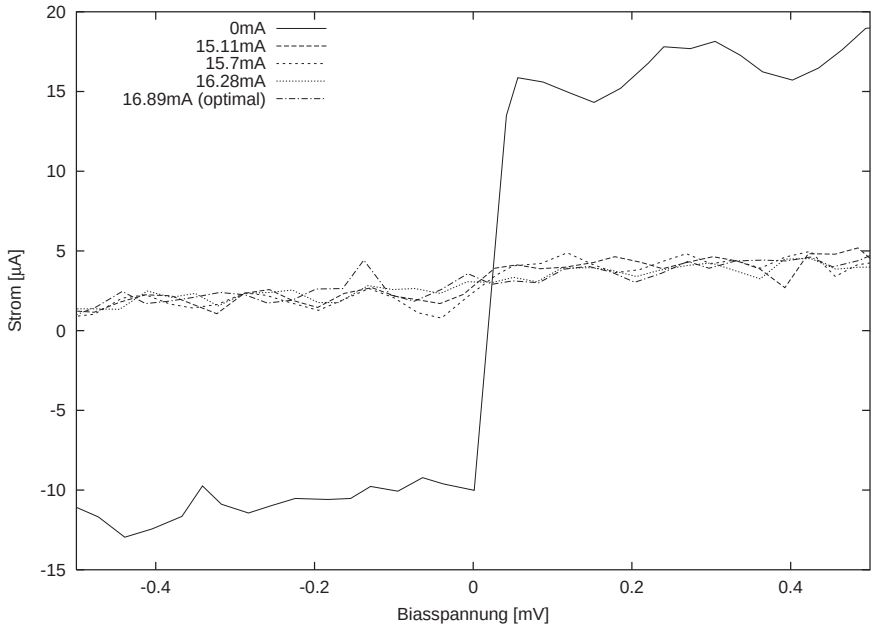

Abbildung 27: Bestimmung der Größe des Josephson-Effekts. Dargestellt sind Ausschnitte von Kennlinien bei verschiedenen Magnetfeldstärken. Der große Sprung wird ohne angelegtes Magnetfeld sichtbar. Bei allen anderen Magnetfeldern unterscheiden sich die Kennlinien nicht wesentlich.

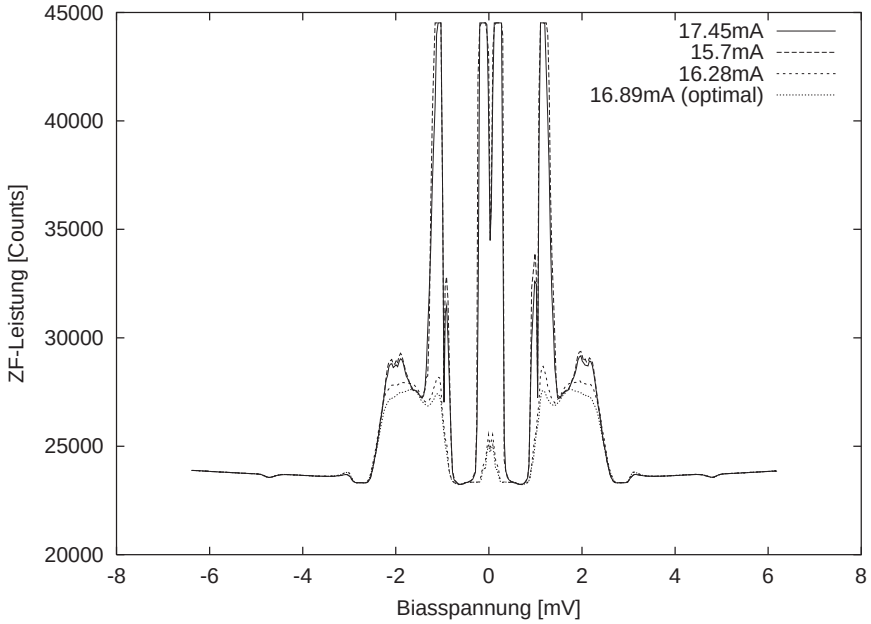

Abbildung 28: Bestimmung der Größe des Josephson-Effekts. Hier werden die Konversionskurven gezeigt, die bei den gleichen Magnetfeldströmen wie in Abbildung 27 gemessen wurden. Man sieht, daß die Konversionskurve wesentlich empfindlicher auf ein leicht verstelltes Magnetfeld reagiert als die Kennlinie. Die Konversionskurve, die ohne Magnetfeld aufgenommen wurde, wurde zur besseren Übersichtlichkeit nicht dargestellt.

bei den vier anliegenden Magnetfeldströmen sind anhand des Graphen kaum auszumachen. Die Konversionskurven zeigen allerdings deutliche Variationen sowohl bei 0 mV, wie auch bei 1 mV und deutlich schwächer bei 2 mV. Dadurch, daß die Junction bei einer Frequenz von 490 GHz betrieben wurde, traten die Shapiro-Stufen bei diesen Spannungen auf.

4.5 Automatische Auswertung der Magnetfeldscans

Wie bereits gezeigt, gibt es zwei Methoden, Magnetfeldscans aufzunehmen. Diese müssen anschließend automatisch ausgewertet werden. Dies geschieht mit dem hier vorgestellten Algorithmus, der auf beide Arten der Magnetfeldscans anwendbar ist. Die Magnetfeldwerte, die zu einer optimalen Unterdrückung des Josephson-Effekts führen, werden in einer Tabelle abgespeichert und können dort bei Bedarf ausgelesen werden. Sie dienen als Startwert für das anschließende Finetuning-Verfahren.

Die Auswertung der Magnetfeldscans geschieht in folgenden Schritten:

1. Suche nach dem absoluten Minimum und Maximum.
2. Suche nach den einzelnen lokalen Minima.
3. Bestimmung der Abstände der lokalen Minima zueinander.
4. Magnetfeldstärken, deren Ableitung das Fünffache des Rauschens übersteigt, werden als nicht brauchbar markiert, da sich bei der kontinuierlichen Veränderung der Magnetfeldstärke die Größe des Josephson-Effekts sprunghaft veränderte. Daher ist dieses Minimum für den anschließenden Finetuning-Algorithmus unbrauchbar.
5. An jedes Minimum wird ein Polynom 2. Grades angefittet, um so das genaue Zentrum des Minimums zu bestimmen. Aus der daraus abgeleiteten Äquivalenzbreite des Minimums wird die Güte des Magnetfeldes bestimmt. Diese Äquivalenzbreite ist als Fläche der Kurve zwischen den beiden benachbarten Maxima und dem Minimum definiert. Ist das Minimum sehr breit, so wirken sich kleine Änderungen des Magnetfeldes nicht störend aus und das so eingestellte Magnetfeld ist zeitlich stabiler.
6. Mit Hilfe der Äquivalenzbreite, der Tiefe und des Absolutwertes des Magnetstroms am Minimum ein Gewichtungswert festgelegt: $\text{Gewicht} = 1 + \text{abs}(\text{Strom}) \cdot \text{Tiefe}/\text{Äquivalentsbreite}$.
7. Die einzelnen Minima werden nach der Gewichtungsfunktion sortiert. So erhält man eine Liste mit Magnetfeldern, die anschließend der Reihe nach eingestellt und mit Hilfe des Finetuning-Algorithmus bewertet werden können.

	Strom gemessen [mA]	Gewicht [Counts]	rms [Counts]	Strom Fit [mA]	Tiefe [Counts]	Äquivalenz-breite [mA]
	18.607015	641261	290.827	19.607	124053	1.43869
	-24.740626	817363	355.48	25.7406	114759	1.30612
	24.572975	1.10865e+06	167.244	25.573	161559	1.38878
	-34.153719	1.33457e+06	76.1547	35.1537	139400	1.34829
	13.176367	5.28938e+06	325.469	14.1764	1.22658e+06	1.08071
	-12.361638	7.32613e+06	372.138	13.3616	1.57944e+06	8.29802
+	-18.259781	1.79769e+308	1068.14	19.2598	811170	3.72258
+	-27.072134	1.79769e+308	861.146	28.0721	774209	3.49146
+	29.242357	1.79769e+308	872.823	30.2424	809516	4.5769
+	30.772508	1.79769e+308	1308.77	31.7725	133396	1.27964
+	32.812132	1.79769e+308	1019.95	33.8121	328443	4.02219

Tabelle 1: Optimale Magnetfelder abgeleitet aus der Konversionskurve.

Die Ergebnisse einer Messung sind in den Tabellen 1 und 2 dargestellt. Die Überschriften der Tabelle bedeuten:

Strom (gemessen)	Spulenstrom, der durch die Minimumsuche gefunden wurde.
Gewicht	Gewichtungswert, nach dem die Einträge aufsteigend sortiert wurden.
RMS	RMS des Fits eines Polynoms dritten Grades an das Minimum.
Strom (Fit)	Minimum, das durch den Fit gefunden wurde.
Tiefe	Ordinate des Minimums verglichen mit dem absoluten Maximum.
Äquivalenzbreite	Fläche der Konversionskurve zwischen den beiden benachbarten Maxima und dem Minimum.

In Abbildung 32 ist die Ableitung des Magnetfeldscans aus Abbildung 31 nach der Magnetfeldstärke gezeigt. Die Sprünge im Magnetfeldscan bei 8.3 mA und -17.96 mA sind deutlich als Peaks zu sehen. Der Sprung bei 30.7 mA ist wesentlich besser zu erkennen als im Magnetfeldscan. Diese Information wird vom Algorithmus verwendet, um die zugehörigen Spulenströme (siehe Tabelle 2) als unbrauchbar markiert.

Das gleiche gilt für die Abbildung 30. Auch dort sieht man die Sprünge als Peaks bei -18.25 mA, -27.1 mA, 29.2 mA, 30.8 mA sowie 32.8 mA. Auch hier werden die zugehörigen Ströme vom Algorithmus als unbrauchbar markiert (siehe Tabelle 1).

Man sieht, daß die optimalen Magnetfeldstärken, die anhand der Konversionskurve ermittelt wurden, auch in der Auswertung der Kennlinie wiederzufinden sind. Allerdings sorgt der in den interessanten Bereichen unterhalb von -10 mA und oberhalb von

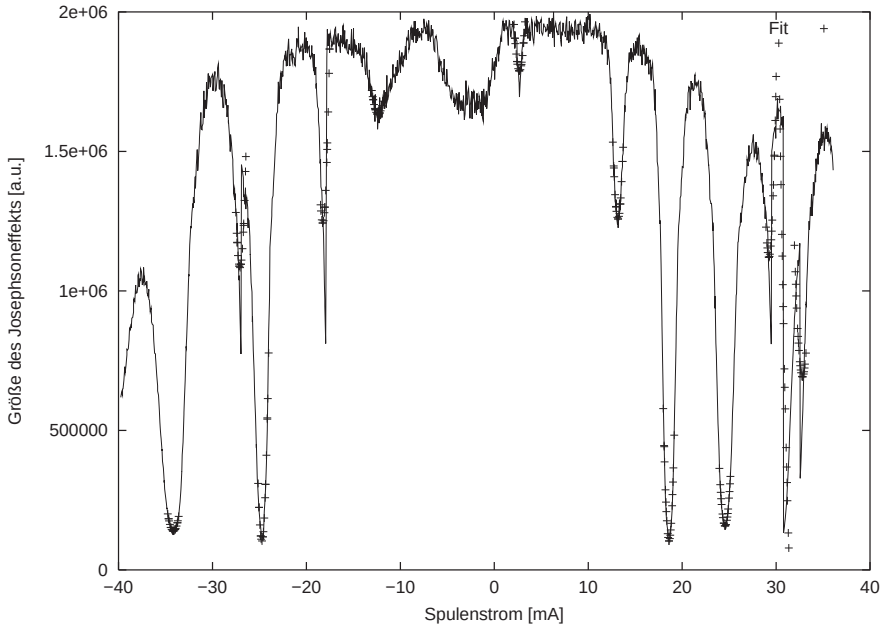

Abbildung 29: Magnetfeldscan. Der Josephson-Effekt wurde anhand der Konversionskurve gemessen. Gesondert gekennzeichnet sind die Bereiche, in denen zur besseren Charakterisierung der Minima Parabeln angefittet wurden.

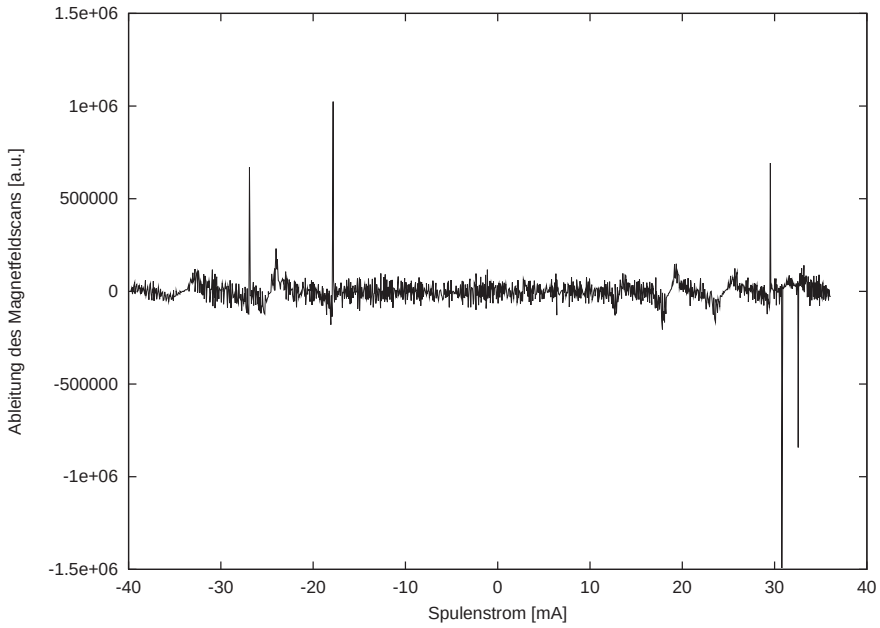

Abbildung 30: Ableitung des Signals aus Abbildung 29.

	Strom gemessen [mA]	Gewicht [Counts]	rms [Counts]	Strom Fit [mA]	Tiefe [Counts]	Äquivalenz-breite [mA]
	13.417495	16.52	5.95574	14.4175	44	3.84
	18.618025	17.1984	5.93589	19.618	26	2.96579
	-24.849263	22.8082	5.41126	25.8493	25	2.83333
	-12.077163	23.0513	3.95067	13.0772	52	2.95
	24.557906	25.1759	4.90229	25.5579	29	2.944
	-34.328328	29.3671	4.67945	35.3283	26	3.12778
+	8.314227	1.79769e+308	0.24377	9.31423	2.14748e+09	0.10
+	8.428462	1.79769e+308	0.1541	9.42846	2.14748e+09	0.10
+	2.721708	1.79769e+308	75237.2	3.72171	57	4.20862
+	-17.967409	1.79769e+308	12.4911	18.9674	40	7.12245
+	-3.753673	1.79769e+308	0.09861	4.75367	2.14748e+09	1e-10
+	30.746244	1.79769e+308	8.64777	31.7462	25	1.28

Tabelle 2: Optimale Magnetfelder abgeleitet aus der Kennlinie.

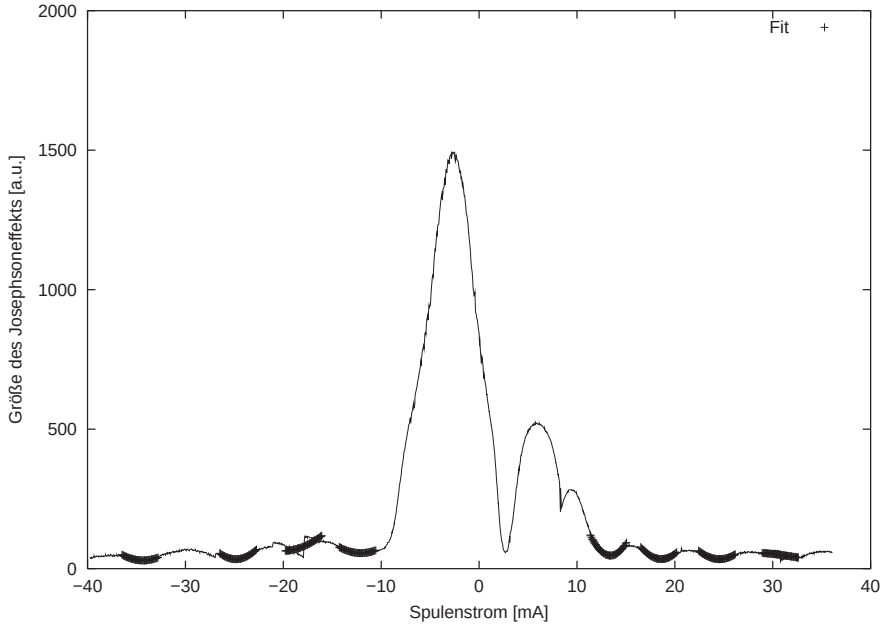

Abbildung 31: Magnetfeldscan. Der Josephson-Effekt wurde bestimmt, indem der kritische Strom anhand der Kennlinie gemessen wurde.

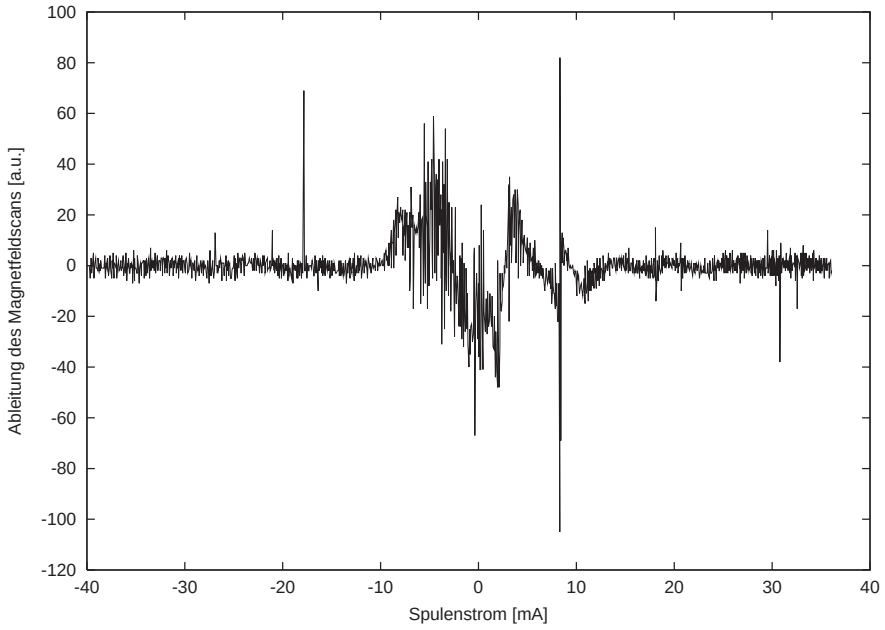

Abbildung 32: Ableitung des Signals aus Abbildung 31.

+10 mA geringere Dynamikbereich der Kennlinienmessung dafür, daß dort die gefundenen Minima in einer anderen Reihenfolge bewertet werden. Bei der Auswertung der Kennliniendaten unterscheiden sich die Gewichtungen nicht wesentlich (Faktor 2), wohingegen bei der Auswertung der Konversionskurve ein Faktor 10 erreicht wird. Aufgrund der höheren Dynamik des ZF-Leistungssignales sowie der Tatsache, daß eine Bestimmung der Größe des Josephson-Effekts hier anhand der gepumpten Junction erfolgen kann, wird dieser Modus daher für das automatische Abstimmen verwendet.

4.6 Feinabstimmung

Die Feinabstimmung geschieht innerhalb eines lokalen Minimums. Die Größe des Josephson-Effekts wird ebenso wie bei der Messung der Magnetfeldscans bestimmt. Allerdings wird dort das Magnetfeld innerhalb eines gewissen Bereiches durchgefahren und anschließend offline ausgewertet, wohingegen hier auf eine Änderung direkt eingegangen wird.

Voraussetzung für das Verfahren ist, daß bereits eine Liste mit Stromstärken für ein den Josephson-Effekt unterdrückendes Magnetfeld vorliegt und ein solches eingestellt wurde. Durch die bereits beschriebenen Effekte wie Hysterese und Nichtreproduzierbarkeiten wird dieses Magnetfeld nicht optimal sein, aber als Startwert genutzt werden können. In einem nächsten Schritt wird der Josephson-Effekt mit einem leicht vergrößerten bzw. verkleinerten Magnetfeld verglichen und für das weitere Vorgehen die

Richtung gewählt, in der der Effekt kleiner geworden ist.

Nun wird das Magnetfeld in zehn Schritten in der angegebenen Richtung verändert und jeweils die Größe des aktuell gemessenen Josephson-Effekts mit dem vorhergehenden verglichen. Nur wenn mindestens 70% der Werte ein günstigeres Verhalten zeigen, wird der Vorgang als Fortschritt gewertet und ein weiteres mal durchgeführt. Sollte dies nicht der Fall gewesen sein, so wird der Vorgang mit weniger Schritten wiederholt. Ergibt sich keine Verbesserung mehr, so wird der Algorithmus beendet und mit dem Wert verglichen, der beim Start der Feinabstimmung gemessen worden ist.

Während des Durchlaufes werden die Werte außerdem mit dem Startwert verglichen. Sollten sie darüber ansteigen, so ist davon auszugehen, daß ein Sprung im Verhalten der Junction aufgetreten ist. Das heißt, daß das vorher ausgewählte Magnetfeld ungeeignet war. In diesem Fall wird die nächste Magnetfeldstärke aus der vorher generierten Liste der automatisch ausgewerteten Magnetfeldscans als Startwert gewählt und die Feinabstimmung erneut gestartet.

Sollte keines der vorher bestimmten optimalen Magnetfelder zu einem Ergebnis führen, so werden ein neuer Magnetfeldscan aufgenommen und die optimalen Magnetfeldstärken bestimmt. Dies kann nötig sein, wenn sich aufgrund von eingefrorenen Magnetfeldern die nötigen Magnetfeldströme stark verschoben haben (siehe Abschnitt 4.4.3).

4.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die automatische Abstimmung des KOSMA-Array-Empfängers vorgestellt. Es wurden verschiedene Arten der Abstimmung vorgestellt. Insbesondere das Messen der Größe des Josephson-Effekts und das daraus resultierende Einstellen der Magnetfeldstärke zu dessen Unterdrückung standen dabei im Vordergrund. Es zeigte sich, daß die Kennlinie für den Abstimmvorgang nicht empfindlich genug reagiert. Daher stellt der Abstimm-Algorithmus die Magnetfeldstärke anhand des Leistungssignals ein. Dieses mißt der Steuer-PC bei dem KOSMA-Array-Empfänger, nachdem es den variablen Abschwächer passiert hat. Auf diese Besonderheit wird bei der Beschreibung des Array-Empfängers eingegangen.

Weiterhin wurde festgelegt, in welcher Reihenfolge die Abstimmung vorgenommen werden muß. Schließlich wurde der Einfluß der Lokaloszillatorleistung untersucht, da diese vom Benutzer manuell eingestellt werden muß.

5 Der KOSMA-Array-Empfänger “SMART”

In diesem Kapitel wird “SMART” (der **S**ub**M**ilimeter **A**rray-**R**eceiver for **T**wo Frequencies) vorgestellt [17], [18], [58]. Abbildung 33 zeigt ein Bild des Empfängers am linken Port des KOSMA-3m-Radioteleskops, das vom I. Physikalischen Institut der Universität zu Köln auf dem Gornergrat bei Zermatt / Schweiz betrieben wird. Mit dem KOSMA-Array-Empfänger ist es möglich, simultan bis zu sechzehn Pixel zu messen. Dabei liegen je zwei Pixel auf der gleichen Position und beobachten nur eine Polarisationskomponente des Signals.

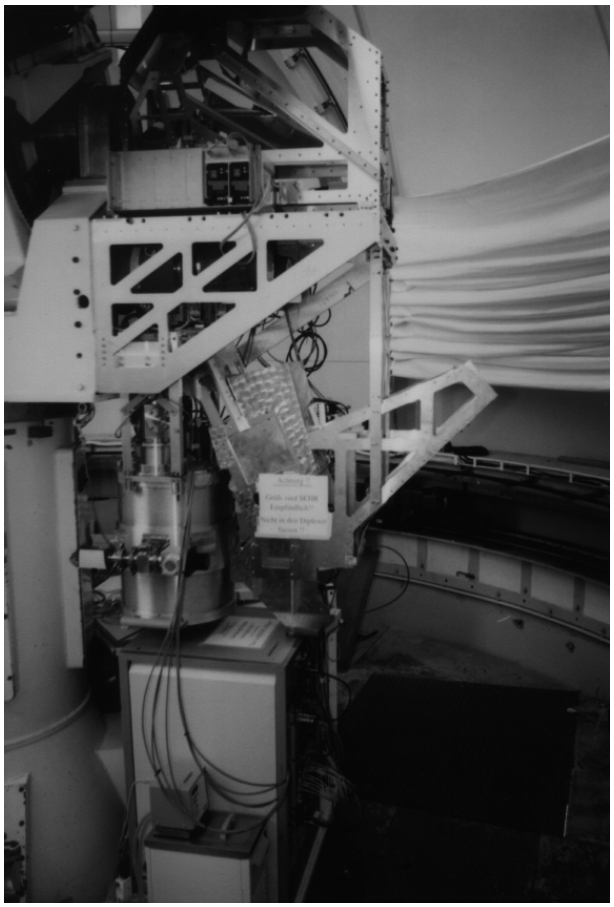

Abbildung 33: “SMART” (**S**ub**M**ilimeter **A**rray-**R**eceiver for **T**wo Frequencies)

Zu Beginn erfolgt die Beschreibung des optischen Aufbaus und der besonderen Beschaffenheit dieses Empfängers, die für jede Frequenz nur einen Lokaloszillator zum Pumpen aller Mischer nötig macht. Dies stellt besondere Anforderungen an den Abstimmvorgang, da die Pumpstufenhöhen nicht individuell gewählt werden können.

Anschließend wird die Elektronik mit ihren einzelnen Komponenten vorgestellt. Die

Ansteuerung der Elektronik durch den Steuer-PC mit Hilfe des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten PC-Interfaces steht dabei im Mittelpunkt, da erst diese ein automatisches Abstimmen des Empfängers ermöglicht. Es mußte auch eine Elektronik aufgebaut werden [45] die eine simultane manuelle wie ferngesteuerte Bedienung erlaubt. Das dazu nötige Digitalpotentiometer [19] wird ebenfalls in diesem Abschnitt vorgestellt.

In dem darauffolgenden Abschnitt wird auf eine Besonderheit der Empfängerelektronik eingegangen: Die Abschwächer, die sich in der ZF-Kette befinden, wirken auch auf das Leistungssignal, das für die automatische Abstimmung benötigt wird. Daher mußte ein Algorithmus entwickelt werden, der die Abschwächer für diesen Vorgang automatisch abstimmt.

Außerdem werden die Lokaloszillatoren besprochen, die, da hier Mikrometerschrauben mechanisch bewegt werden müssen, manuell abgestimmt werden, wobei der Benutzer aber durch den PC unterstützt wird. Dies ist nötig, da ein Lokaloszillator bis zu acht Mischer pumpen kann, so daß der Benutzer parallel sowohl alle Zwischenfrequenz-Leistungen sowie alle Pumpstufenhöhen beobachten können muß. Die Elektronik wurde so entwickelt, daß dem PC sämtliche Analogsignale parallel zur Verfügung stehen. Durch diesen Punkt unterscheidet sich das System von einem Einkanalempfänger, da ein Element – hier der Lokaloszillator für eine Frequenz – für bis zu acht Mischer verwendet wird.

Am Ende des Kapitels werden der Bildfeld- oder Beamrotator, der das aus dem Teleskop kommende Bild derotiert, sowie dessen Ansteuerung vorgestellt.

Der KOSMA-Empfänger wurde für den Betrieb am KOSMA-3m-Radioteleskop gebaut. Da der alte Steuerrechner nicht die nötigen Kapazitäten für den Betrieb von bis zu sechzehn Empfängern ausgelegt war, wurde ein neues Steuersystem konzipiert [60], [34]. Da es sich dabei um ein verteiltes System mit mehr als drei PCs handelt, wurden im Rahmen dieser Arbeit verschiedene Software-Systeme konstruiert und getestet, die es Prozessen, die auf verschiedenen Rechnern arbeiten, erlauben, miteinander zu kommunizieren. Diese Tests werden am Ende dieses Kapitels besprochen.

5.1 Optischer Aufbau

In der ersten Ausbaustufe ist der KOSMA-Array-Empfänger mit einer von zwei Zeilen bestückt. Das entspricht acht Mischern, durch die entsprechend vier Positionen mit jeweils einem Detektor bei 490 GHz und bei 810 GHz zur Verfügung stehen. Das System ist zudem dafür ausgelegt, daß eine weitere Reihe mit 2×4 Pixel in einer parallel dazu liegenden Zeile eingebaut werden kann.

Aufgrund der beschränkten Platzverhältnisse am KOSMA-3m-Radioteleskop war es notwendig, einen kleinen Dewar zu konstruieren, der die SIS-Mischer, die erste anpassende Optik sowie die ersten Vorverstärker enthält. Alle weiteren optischen Elemente

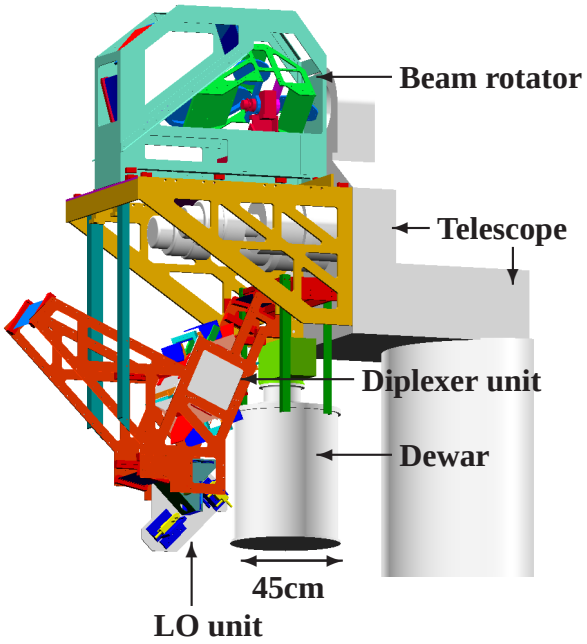

Abbildung 34: KOSMA’s 490/810GHz Array, mechanischer Aufbau [27].

liegen außerhalb des Dewars, sind also ungekühlt und tragen daher zum Rauschen des Systems bei. Trotz dieses Rauschbeitrages, der in der Größenordnung von 50 K liegt, konnten mittlere Rauschtemperaturen um 220 K, die in der Bandmitte bei etwa 150 K lagen im 490 GHz-Kanal erreicht werden. Für den 810 GHz-Zweig liegen sie bei 700 bis 900 K.

Die Signale der Lokaloszillatoren (LOs) werden bei diesem System mit Hilfe eines Diplexers, der im wesentlichen aus zwei Martin-Puplet-Interferometern besteht, dem astronomischen Signal überlagert.

5.2 Elektronik

Um den Array-Empfänger optimal betreiben zu können, war es notwendig, die Steuerelektronik ganz neu zu entwickeln. Wie bereits in den letzten Kapiteln beschrieben, erfordert der Betrieb eines SIS-Empfängers, daß der Steuer-PC eine Vielzahl von Parametern überwachen und verändern kann. Diese müssen sehr rauscharm und möglichst ohne Driften an die Elektronik übergeben werden. Ein weiteres Kriterium war, daß das gesamte System nach Abschaltung des PCs vollständig manuell benutzbar bleiben sollte. Außerdem wurde darauf geachtet, daß in den Geräten keine permanenten Takt-Signale, wie sie zum Beispiel in einem PC vorkommen, vorhanden sind, um Störsignale auf den empfindlichen Analogleitungen zu vermeiden. Um bei einer so großen Anzahl von Kanälen die Benutzerfreundlichkeit zu erhalten, muß vom Benutzer oder

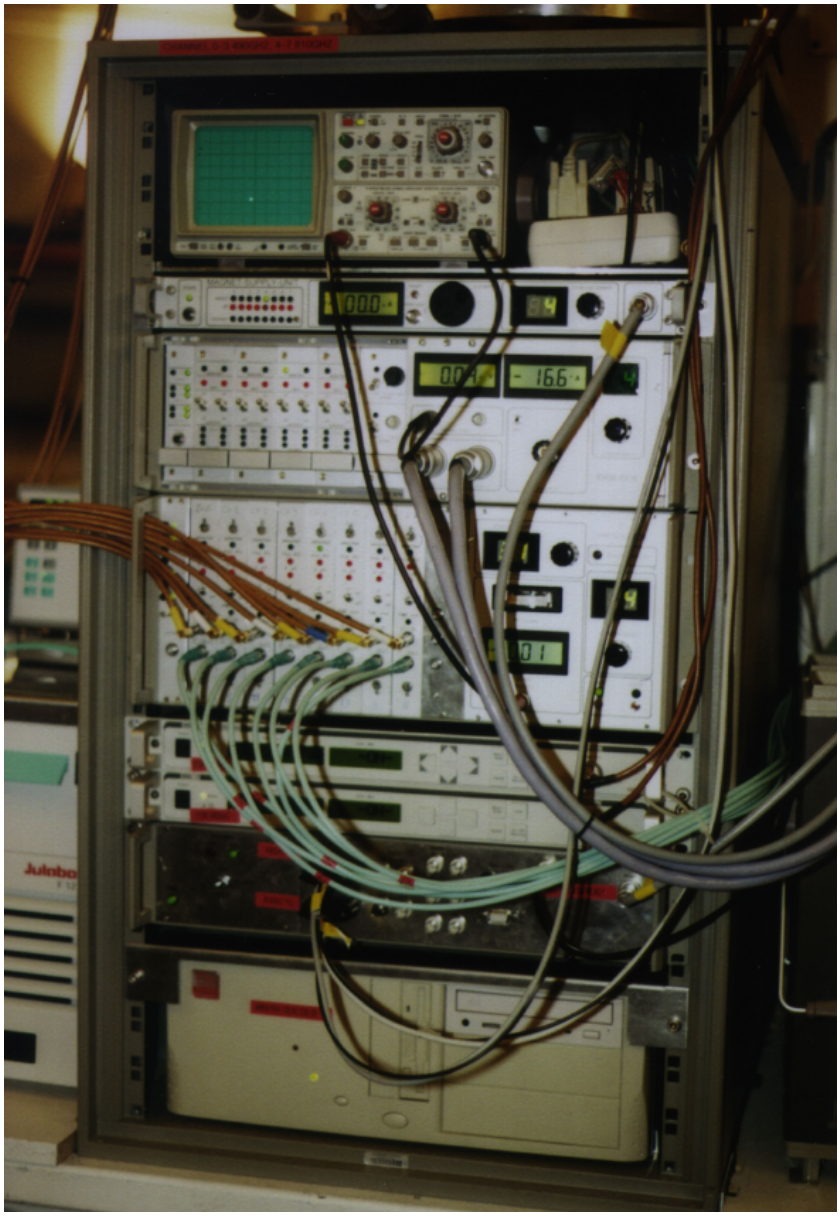

Abbildung 35: Das Elektronik-Rack mit der gesamten Steuerelektronik für den neuen KOSMA-Array-Empfänger. Unten befindet sich der Steuer-PC, darüber das PC-Interface, das den PC mit der restlichen Elektronik verbindet. Es folgen die beiden Synthesizer, die das Referenzsignal zum Locken der Gunn-Oszillatoren zur Verfügung stellen. Den größten Platz nimmt die darüberliegende ZF-Aufbereitung ein. Hier wird das ZF-Signal von 2.1GHz auf 1.5 GHz umgesetzt und verstärkt. Außerdem befinden sich hier die variablen Abschwächer, der Zero-Schalter und die Kamm-Einspeisung. Dieser Einschub wird mit Hilfe eines Durchlaufkühlers, den man links im Bild sehen kann, auf 20° C temperiert, um Gaindriften zu vermeiden. Über dem ZF-Prozessor befinden sich die Bias-Ansteuerung und die Magnetstromversorgung. Ganz oben dient ein Oszilloskop zur Darstellung von Kennlinien und Konversionskurven für den ausgewählten Kanal (siehe auch Abbildung 36).

PC ein Kanal ausgewählt werden, so daß nur an diesem die Parameter geändert werden können.

All diese Überlegungen führten zu einem Design, das vollkommen autark ohne einen Meßrechner betrieben werden kann. Dabei werden in den verschiedenen Subsystemen alle benötigten Analogspannungen von DACs in den jeweiligen Modulen erzeugt. Da die Bezugsspannungen durch Referenzspannungs-ICs erzeugt werden, können Driften nahezu ausgeschlossen werden. Für jeden Kanal wird der Einstellwert in einem Zähler gespeichert. Der Ausgang des Zählers liegt an dem DAC, der die entsprechende Spannung erzeugt. Der Zähler selbst kann entweder vom Benutzer direkt mit Hilfe eines Handrades oder vom PC aus verändert werden, wobei der PC das Protokoll des Handrades simuliert: Ein Signal wird erzeugt, das anzeigt, ob der Zähler herauf- oder herabgezählt werden soll. Ein zweites Signal – das sogenannte Clock-Signal – verändert den angeschlossenen Zähler dann tatsächlich um den gewünschten Schritt. Da hier nur zwei Signale zur Steuerung nötig sind, ist es leicht, diese entsprechend dem ausgewählten Kanal an den richtigen Zähler weiterzuleiten. Die so eingestellten Analogsignale können mit Hilfe der im PC eingesetzten Analog-Digital-Karte (ADC-Karte), die 64 Kanäle besitzt, zurückgelesen werden.

Neben den eben beschriebenen Analogleitungen gibt es noch eine Reihe von digitalen Signalleitungen, die den Zustand des Systems dem PC melden. Insbesondere sind dies die Einschaltzustände jedes einzelnen Mischers und jedes ZF-Kanals. So kann der PC entscheiden, ob ein Kanal aktiv geschaltet wurde.

Alle hier beschriebenen Eigenschaften der Meßeinrichtung legen die nötigen Voraussetzungen für den PC fest: Er muß zum einen mit einer Reihe von Analogeingängen ausgestattet sein. Dies erlaubt ihm das Monitoring aller Parameter des Systems, auch derjenigen Junctions, die zur Zeit nicht ausgewählt sind. Zum anderen sind viele digitale Ein- und Ausgänge für die Aussteuerung und die Rückmeldungen des Systems notwendig.

Die Steuerelektronik befindet sich in einem 19-Zoll-Rack, das dem Empfänger auf dem Support-Wagen des Teleskopes folgt, wenn sich dieses in azimutaler Richtung bewegt. Wie man in Abbildung 36 sieht, befindet sich dort das Magnet-Interface, das den Strom für die Magnetspulen, die den Josephson-Effekt unterdrücken, erzeugt. Das Bias-Interface stellt die Spannung zum Vorspannen der SIS-Mischer zur Verfügung und bereitet die dort gemessenen Spannungen und Ströme auf. Der ZF-Prozessor setzt das empfangene Zwischenfrequenz-Signal vom 1-2 GHz Band auf das 1.6-2.6 GHz Band der AOSe um und verstärkt es. Außerdem lassen sich die so erhaltenen Leistungssignale abschwächen und messen. Hier kann zur Kalibration der verwendeten Spektrometer ein Frequenz-Kamm-Signal eingespeist oder das Eingangssignal abgeschaltet werden. Die Synthesizer [14] dienen den Phase-Lock-Loops als Referenzquelle zum Locken auf die richtige Beobachtungsfrequenz. Das unten liegende PC-Interface ist das Bindeglied zwischen dem Steuer-PC und der eben vorgestellten Elektronik.

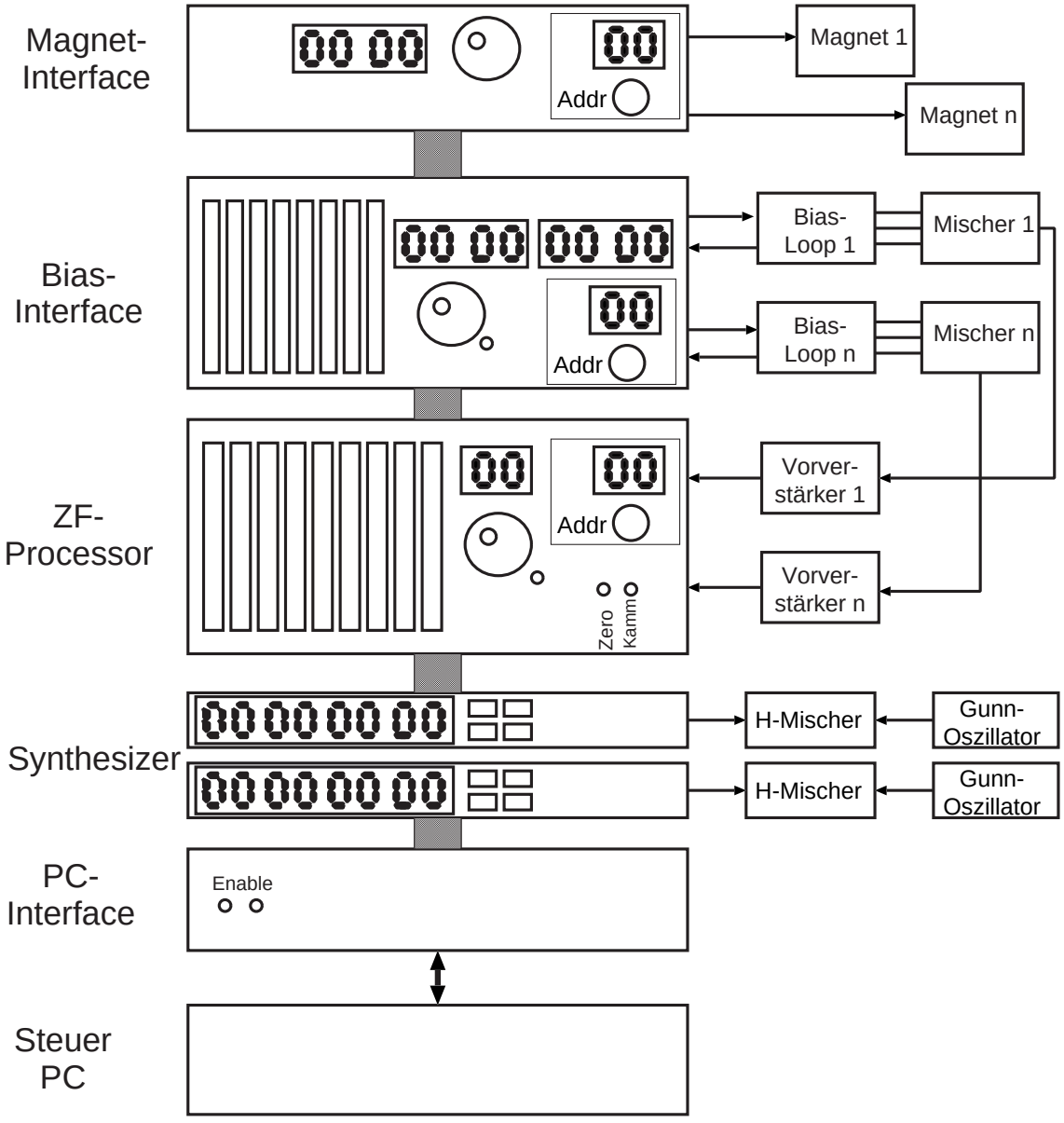

Abbildung 36: Blockschaltbild der Array-Empfänger-Elektronik.

Bei der Entwicklung der Elektronik für den neuen Array-Empfänger wurde insbesondere auf die Modularisierung des Systems, eine konsistente Bedienbarkeit sowie die Fernsteuerbarkeit Wert gelegt.

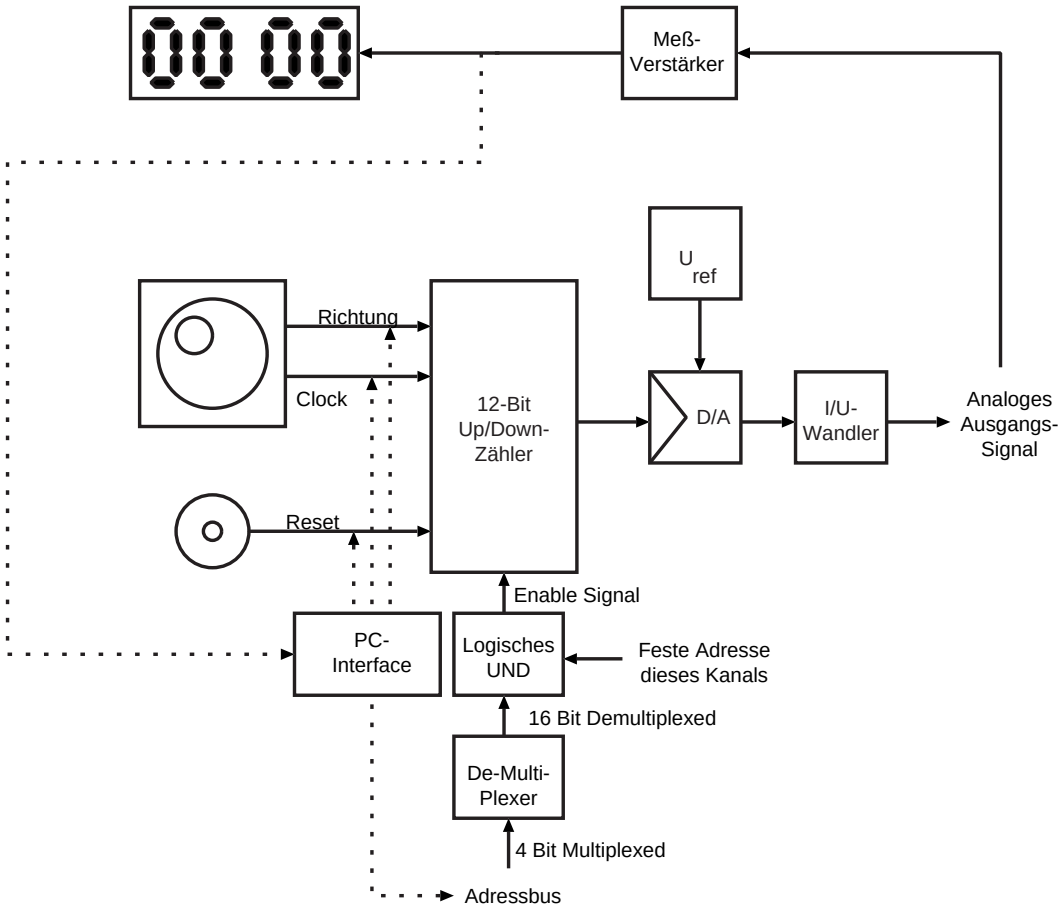

Abbildung 37: Erzeugung von Analogspannungen mit Hilfe des Digitalpotentiometers. Auch der PC kann die Werte verändern, indem er die Signale erzeugt, die normalerweise vom Stellrad und dem Resetschalter kommen. Diese werden im PC mit der PCI-DIO96-Digitalkarte erzeugt. Die analoge Spannung wird mit einem Multimeter angezeigt und mit einem Kanal der ADC-Karte gemessen [19].

Durch diese Modularisierung wird das System übersichtlicher und leichter zu warten. Außerdem ist so ein teilweiser Betrieb nur der notwendigen Module möglich, wenn während der Entwicklungs- oder Wartungsphase andere Module fehlen. Die einzelnen Module sind in 19-Zoll-Einschüben untergebracht und unabhängig voneinander verwendbar. Es handelt sich dabei um die Bias-Ansteuerung, die Steuerung der Magnetfeldströme, das Zwischenfrequenz-Aufbereitungsmodul, die Ansteuerung der Lokaloszillatoren, die Ansteuerung des Beamrotators sowie das PC-Interface, das alle diese Module mit dem PC verbindet.

Jedes der Module ist aufgeteilt in einen allgemeinen Teil sowie in Submodule, die jeden einzelnen Kanal ansteuern. Die einzelnen Submodule sind untereinander austauschbar, so daß sie in jedem Kanal eingesetzt werden können. Defekte Submodule können einfach identifiziert und ausgetauscht werden. Außerdem bleibt das System trotz eines eventuellen Defekts in einem Kanal für alle übrigen weiter betriebsbereit. Der allgemeine Teil stellt die Spannungsversorgung sowie allgemein notwendige Signale zur Verfügung.

Da ein Arrayempfänger mit acht oder sechzehn Kanälen sehr komplex ist, wurde die Bedienung durch einen alle Module verbindenden Adreßbus vereinfacht. Per Adreßbus wird ein Empfängerkanal selektiert, und die selektierte Kanaladresse an alle Module verteilt. So können an einem Modul nur die Werte für den Kanal abgelesen und eingestellt werden, der gerade ausgewählt ist. Da dieser Kanal gleichzeitig auch an allen anderen Modulen selektiert ist, können auch dort nur die dazu gehörenden Parameter verändert werden. Dies hilft, im praktischen Betrieb Fehler zu vermeiden. Die Wahl des Kanals kann an jedem Modul durchgeführt werden, wird aber allen anderen ebenfalls mitgeteilt.

Aufgrund der Erfahrungen, die man mit dem KOSMA-Zweikanalempfänger [66], [65] gesammelt hatte, wurde entschieden, sämtliche Analogspannungen in den entsprechenden Modulen zu erzeugen (Abbildung 37), anstatt den Ausgang einer DAC-Karte des Steuer-PCs zu verwenden. Ein Zähler speichert diese Spannung getrennt für jeden Kanal und gibt damit einem Digital-Analog-Converter (DAC) die Information, um eine definierte Spannung zu erzeugen [19]. Dies hat drei Vorteile: Zum ersten können die entsprechenden Spannungen in den Einschüben wesentlich stabiler und rauschärmer erzeugt werden als im DAC eines PCs. Zum zweiten ist man so unabhängig vom PC, denn dieser muß für ein manuell betriebenes System nicht eingeschaltet sein. Ein dritter Vorteil zeigt sich in Verbindung mit der Ansteuerung: Ein vom PC eingestellter Wert kann durch den Benutzer korrigiert werden. Dies war bisher nicht möglich, da eine analoge Spannung entweder vom PC oder vom Benutzer eingestellt werden konnte. In der Praxis hieß das, daß bei mißlungener Abstimmung durch den PC, das System ausgeschaltet, auf manuelle Steuerung umgeschaltet und anschließend alle Einstellungen vom Benutzer mit der Hand durchgeführt werden mußten.

Durch die oben beschriebene Art die Analogspannungen zu erzeugen werden in den einzelnen Modulen keine permanenten Takte erzeugt, wie sie bei einem Prozessor üblich sind. Nur bei der Veränderung eines Parameters existieren Signale des Einstellrades oder des PCs, die aber alle niederfrequent sind. So können keine störenden hochfrequenten Impulse in die Analogelektronik durchsprechen.

Durch das Konzept der Modularisierung kann jeder SIS-Mischer des Systems mit seinen Hardwarekomponenten als ein eigenständiger Empfänger betrachtet werden. Nur die Lokaloszillatoren, die für jede Frequenz nur einmal vorhanden sind, müssen kanalübergreifend abgestimmt werden. Daher wurden alle Analogsignale, die der Benutzer der Übersichtlichkeithalber nur kanalweise abrufen kann, parallel zum PC geführt, der

diese aufbereiten und graphisch darstellen kann.

5.2.1 PC-Interface

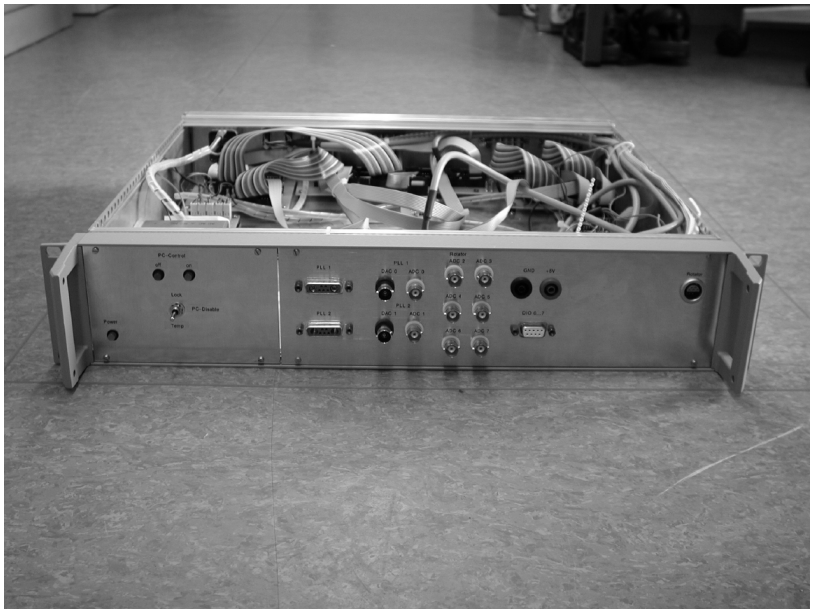

Abbildung 38: Das PC-Interface, das den PC mit der gesamten restlichen Hardware verbindet. Man sieht links den Schalter, mit dem der PC von der Hardware getrennt werden kann. Weiter rechts befinden sich die Sub-D-Stecker für die PLLs sowie die parallel dazu herausgeführten zwei DAC-Ausgänge und die ersten acht ADC-Eingänge. Diese können zu Testzwecken verwendet werden, wobei ADC0 und ADC1 mit den PLLs und ADC2 mit dem Beamrotator verbunden sind. Ganz rechts sieht man den Anschluß für den Beamrotator.

Eigentliches Bindeglied zwischen den PC mit seinen Interface-Karten und der Empfängerelektronik ist die im Rahmen dieser Arbeit konzipierte und gebaute PC-Box. Sämtliche Signale zum oder vom PC müssen diese passieren, was folgende Vorteile bietet:

- Kompakte und übersichtliche Verkabelung der Boxen.
- Einheitliche Datenaufnahme.
- Zentrale Schutzvorrichtung für Analogleitungen, damit Überspannungen nicht bis zum PC durchdringen.
- Pufferung der digitalen Ausgabeleitungen, um die Signale sauber zum Meßsystem zu leiten.

- Zentrale Abschaltlogik, um die Ausgabeleitungen des PCs im Bedarfsfall zu unterbrechen, damit manuell gearbeitet werden kann.
- Initialisierungsschutz: Solange der PC kein aktives Einschaltsignal zur Box sendet, werden sämtliche Ausgänge zur Empfängerelektronik hochohmig – also inaktiv – geschaltet. So können unberechenbare und unvorhersehbare Signale, die der PC im ausgeschalteten oder noch nicht gebooteten Zustand erzeugen könnte, nicht zu Schäden in der restlichen Elektronik führen.

Daneben gibt es noch die Daten, die über die serielle Schnittstelle gesendet werden, um die Temperatur und den Druck auszulesen oder die Synthesizer für die Phasenstabilisierung der Lokaloszillatoren anzusteuern.

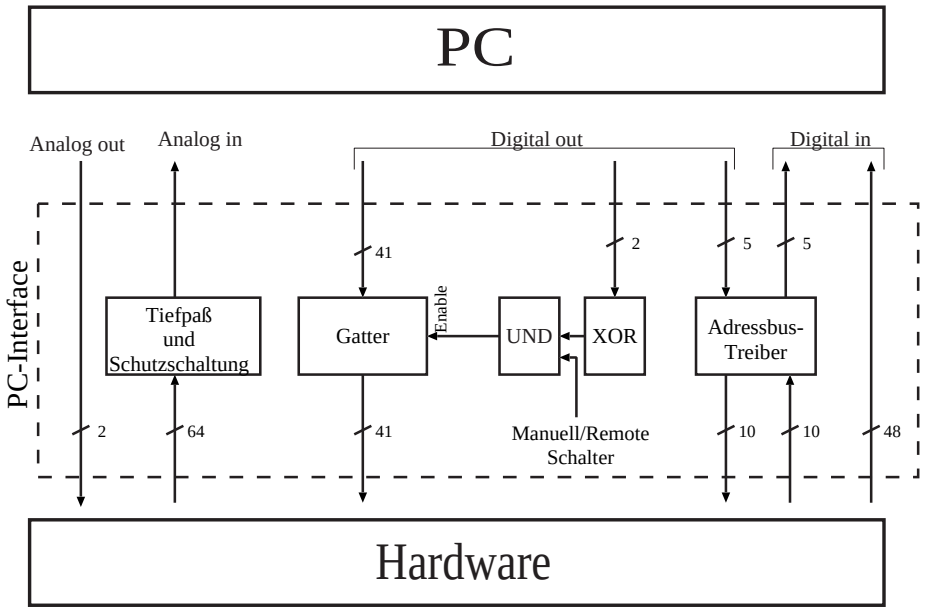

Abbildung 39: Schematischer Aufbau des PC-Interfaces. Die zwei Analogausgabeleitungen der PCI-E-6031-Karte und alle digitalen Eingabeleitungen sind durchgeschleift. Die analogen Eingabeleitungen sind gegen Überspannung durch eine Zenerdiode und gegen Spannungsüberschläge durch einen Tiefpaß abgesichert. Von den digitalen Ausgabeleitungen gehen sieben ungepuffert auf den Adreßbus und auf das Exklusiv-Oder-Gatter, das aus der Information ein “Enable”-Signal generiert. Nur wenn dieses aktiv ist, werden alle anderen Ausgabeleitungen durchgeschaltet. An die “Enable”-Logik ist zudem der Manuell/Remote-Schalter angeschlossen.

Der Hauptzweck des PC-Interfaces ist die Pufferung der digitalen Ausgabeleitungen. Dies hat zum einen den Vorteil, daß die so verstärkten Signale sauberer zur Verfügung stehen, was insbesondere bei größeren Kabelwegen von einem bis zwei Metern notwendig ist. Des weiteren können sämtliche Ausgabekanäle des PCs durch eine Steuerleitung vom restlichen System abgetrennt werden. So kann der PC im Bedarfsfall

“offline” geschaltet werden, damit der Benutzer alle Vorgaben mit der Hand vornehmen kann. Diese Abschaltlogik schaltet den Steuerrechner nur dann “online”, wenn zwei von ihm erzeugte Bits unterschiedlichen Pegel haben (XOR-Logik). Damit ist sichergestellt, daß der PC nur dann mit der Hardware kommunizieren kann, wenn er eingeschaltet ist und ein Programm die PC-Interface-Box aktiviert hat.

Eine weitere Aufgabe des Interfaces ist es, die empfindlichen Analogeingänge der PCIMIO-E-Karte vor Überspannungen zu schützen. Dazu sind ein Tiefpaß und eine Zenerdiode, die ab 13 V den Strom zur Masse abfließen läßt, in der Zuleitung angebracht.

5.2.2 Automatische Wahl des Abschwächers für den ZF-Ausgang

Die variablen Abschwächer [44] befinden sich in der ZF-Kette und lassen sich getrennt für jeden Kanal in Werten zwischen 0 dB bis 31 dB in 1 dB Schritten manuell oder PC-gesteuert einstellen. Mit Hilfe der Abschwächer lassen sich die Signale an den Spektrometern optimal aussteuern. Dies ist ein Vorgang, den der Benutzer manuell durchführen muß. Allerdings befinden sich die Meßdioden, die das ZF-Signal gleichrichten und so dem PC die Möglichkeit geben, ein Leistungssignal zu detektieren, ebenfalls hinter diesen Abschwächern. Zum Abstimmen der Mischer ist man auf dieses Leistungssignal angewiesen, das einerseits gut ausgesteuert sein sollte, um mit dem so gewonnenen Dynamikbereich die Größe des Josephson-Effekts messen zu können, das andererseits aber in dem dafür interessanten Bereich des Magnetfeldstromes nicht übersteuert sein sollte. Für das Abstimmen der Mischer müssen die Abschwächer also ebenfalls optimal eingestellt werden. Der dazugehörige Algorithmus arbeitet nach folgendem Schema:

- Einstellen eines Biaspunktes,
- Setzen des Abschwächers auf 31 dB (maximale Abschwächung),
- Setzen des Magnetfeldes auf 0 mA,
- Verringerung des Abschwächers, bis die ZF-Ausgangsleistung den ADC-Eingang des PCs sättigt,
- Erhöhung des Magnetfeldes, bis ein Tal der ZF-Ausgangsleistung durchlaufen ist,
- Verringerung des Abschwächers, bis die Sättigung wieder erreicht ist,
- Erhöhung des Abschwächers um 2 dB.

Das Suchen des Magnetfeldstromes, bei dem die Ausgangsleistung der ZF minimiert wurde, erhöht die Empfindlichkeit bei der anschließenden Messung. Dadurch sind zwar weite Bereiche beim Durchfahren des Magnetfeldes in der Sättigung der ADC-Karte, allerdings sind diese nicht von Interesse.

5.2.3 Lokaloszillatoren

Das Lokaloszillator-System des neuen Array-Empfängers wurde so konzipiert, daß alle Mischer einer der zwei Frequenzen von nur einem Lokaloszillator gepumpt werden können. Somit sind für das gesamte System nur zwei Lokaloszillatoren notwendig, was allerdings erfordert, daß das Signal eines LOs mit Hilfe von Fourier-Gittern [26], [16] auf acht Beams aufgeteilt wird. Dies erleichtert einerseits das Abstimmen des Empfängers, da für jede Frequenz nur ein Lokaloszillator eingestellt werden muß. Andererseits muß gewährleistet sein, daß die Lokaloszillatorleistung gleichmäßig auf die SIS-Mischer aufgeteilt werden.

Jeder der Lokaloszillatoren wird mit Hilfe einer Phase-Lock-Loop phasenstabil auf ein Referenzsignal synchronisiert. Als Referenzquelle dient eine frequenzvervielfachte harmonische Schwingung eines Synthesizers, der zwischen 5 GHz und 7 GHz abstimmbar ist. Der Synthesizer selbst wird seinerseits durch das 10 MHz-Signal einer Atomuhr phasenstabilisiert.

Ein Lokaloszillator besteht aus einem Gunnoszillator, dessen Ausgangssignal anschließend frequenzvervielfacht wird. Da der Gunn empfindlich auf Überspannungen ist, schließt eine Zenerdiode, die parallel zum Gunn liegt, bei zu hohen Spannungen diesen kurz. Um das System, das der Versorgung nun den maximal möglichen Strom entnimmt, nicht zu sehr und insbesondere nicht auf Dauer zu belasten, wurde eine weitere Schutzschaltung an der PLL implementiert, die die Versorgungsspannung bei zu hohen Strömen abtrennt. Diesen Zustand wird optisch durch eine Leuchtdiode signalisiert und auch dem PC gemeldet, da man zum Wiedereinschalten der Versorgungsspannung diese erst aus- und dann wieder einschalten muß. Dies ist auch vom PC aus möglich.

Die PLL regelt die Frequenz des Gunns mit Hilfe der Versorgungsspannung. Dabei ist es wichtig, dem System eine Vorspannung (Gunn-Bias) zu geben, die von der PLL leicht variiert an den Gunn gegeben wird. Um diese Vorspannung zu finden, wurde ein Modus implementiert, bei dem der PC die Gunn-Spannung zwischen zwei Bereichen durchfährt, bis das Automatic-Frequency-Control-Signal (AFC-Signal) minimiert ist.

Die Lokaloszillatoren werden bei dem Array-Empfänger nicht automatisch abgestimmt, da die Backshorts und die Frequenzschraube, mit denen die Pumpleistung eingestellt werden kann, manuell zu bedienen sind. Außerdem werden sie, im Gegensatz zu den Mischern, nicht einzeln eingestellt, da für jede Frequenz nur ein LO zur Verfügung steht. Der Gangunterschied zwischen LO- und Signalstrahlung im Diplexer müssen

so abgestimmt werden, daß alle Mischer mit der benötigten Pumpleistung versorgt werden. Hier wird ausgenutzt, daß der PC alle analogen Signale sämtlicher Kanäle, insbesondere das ZF-Ausgangssignal sowie die Ströme, die durch die Junctions fließen, parallel auslesen kann. So können mit hoher Wiederholungsrate Bias-Strom und Zwischenfrequenz-Leistung aller Mischer gleichzeitig graphisch dargestellt werden, was den Benutzer beim Abstimmen der LOs und der Diplexer unterstützt. In Anhang A.3 wird die hardwarenahe Ansteuerung der PLL beschrieben.

5.2.4 Beamrotator

Beim Einsatz eines Array-Empfängers tritt ein Problem auf, das bei einem Ein-Pixel-Empfänger nicht vorhanden ist: Aufgrund der Himmelsrotation dreht sich das Bildfeld des Teleskops in der Fokalebene. Eine Software-Derotation ist durch die geringe Sampling-Dichte der Messungen nicht praktikabel. Die Bilddrehung kann man korrigieren, indem man entweder den gesamten Empfänger der rotierenden Quelle nachdreht, was bei den Größenverhältnissen am KOSMA-3m-Radioteleskop nicht möglich gewesen wäre, oder das aus dem Teleskop kommende Bildfeld mit Hilfe eines Beamrotators dreht.

Der Beamrotator besteht aus drei Spiegeln (K-Spiegel) [6], die sich auf der optischen Achse hinter dem Nasmythport des Teleskops befinden und so angebracht sind, daß eine Drehung um 180° der Achse, an der die Spiegel befestigt sind, eine Bilddrehung von 360° ergibt. Damit das mechanische System kein Spiel hat, werden zwei Schneckenantriebe verwendet, wobei die elektronische Ansteuerung dafür sorgt, daß grundsätzlich ein verspannendes Drehmoment vorliegt.

Die beiden Schneckenantriebe werden von zwei analogen Regelschleifen angesteuert. Das Soll-Signal wird genau wie in den anderen elektronischen Ansteuerungen mit einem DAC erzeugt, der an einen Zähler angeschlossen ist. Der entsprechende Zählwert kann sowohl manuell als auch vom PC aus verändert werden. Sowohl der Benutzer als auch der PC erhalten Informationen aus dem Ist-Winkel des Beamrotators und müssen anhand dessen entscheiden, wie viele Schritte in welche Richtung gefahren werden soll.

Der Ist-Wert wird mit Hilfe eines Drehpotentiometers mit sehr hoher Linearität aufgenommen. Dabei handelt es sich um ein absolut messendes System; das Anfahren einer Referenzposition ist also nicht nötig. Die Linearität des Systems wurde mit Hilfe einer optischen Kamera überprüft (siehe Abbildung 40). Ein Schritt entspricht einer Bildfelddrehung von 0.16°.

In den Abbildungen 41 und 42 werden Beam-Messungen gezeigt, die mit Hilfe des Pattern-Programmes, das die Aufnahme und Aufsummierung von kontinuierlichen Daten ermöglicht, an den vier 492 GHz-Mischern des Array-Empfängers durchgeführt wurden. Die erste Messung wurde bei der nominalen Null-Position des Beamrotators

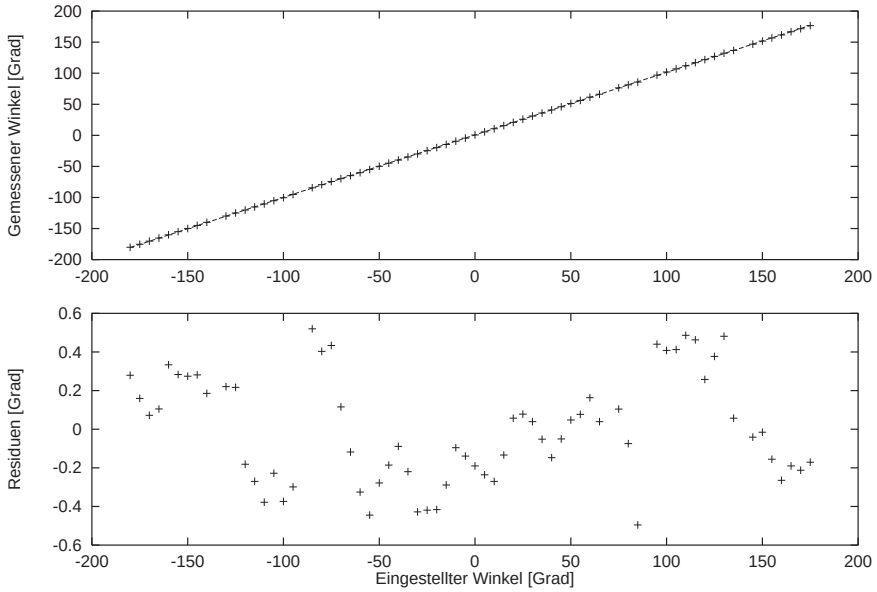

Abbildung 40: Linearität des eingestellten Winkels und des mit der Digitalkamera gemessenen Winkels des Beamrotators.

durchgeführt. An jeden Beam der Karte wurde eine Gaußfunktion gefittet und so dessen Position bestimmt. Anschließend wurden alle so berechneten Punkte durch eine Gerade angenähert, deren Steigung dem Drehwinkel des Beamrotators entsprach. So wurde ein Winkel von 2.2° bestimmt. Anschließend wurde der Beamrotator um 50° gedreht und die Messung wiederholt. Der so gefundene Winkel betrug $53^\circ \pm 2.1^\circ$. Die relative Bewegung des Beamrotators konnte also auch durch eine Messung mit dem Empfänger verifiziert werden. Der absolute Offset von 2.2° wurde bei der Installation des Systems auf dem Gornergrat durch eine Neukalibration auf Null korrigiert. Dazu wurden mit einer Präzisionswasserwaage die Positionen bei -180° und $+180^\circ$ im PC abgespeichert. Aus vorhergehenden Messungen mit einer Digitalkamera (Abbildung 40) war bekannt, daß die Linearität mit einem rms von 0.3° ausreicht, um zwischen diesen beiden Positionen interpolieren zu können.

Die Aufgabe des Steuer-PCs hinsichtlich des Beamrotators besteht darin, die vom Teleskopsteuerrechner kommenden Positionswinkel in für die Hardware verständliche Werte umzurechnen, mit Hilfe der Beamrotator-PC-Schnittstelle den entsprechenden Zählerstand einzustellen und diesen nach der Fahrt des Beamrotators zu überprüfen. Außerdem wurden mit dem System die oben gezeigten Testmessungen zur Linearität durchgeführt. In Anhang A.4 sind zusätzliche Messungen gezeigt, die die Verspannung der Motoren untersuchten.

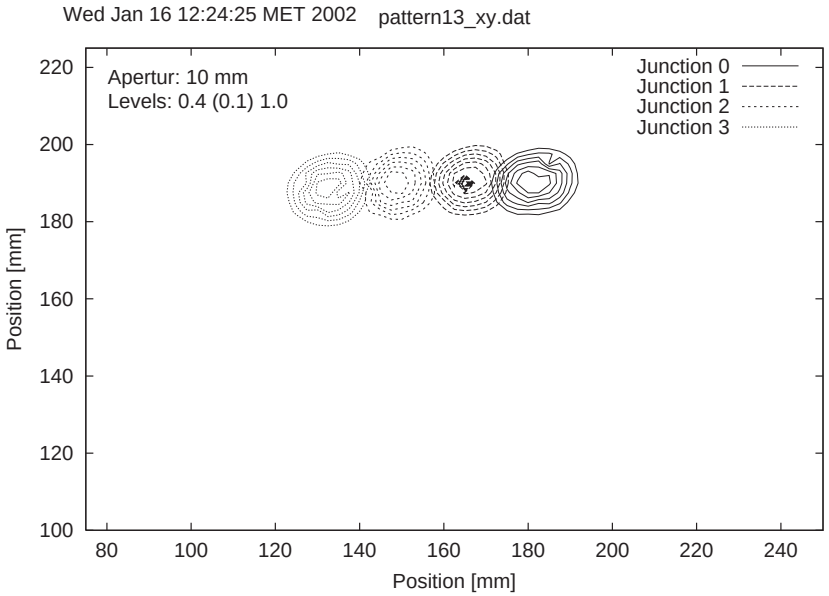

Abbildung 41: Eine Beampattern-Messung aller vier 492 GHz-Mischer. Der Beamrotator war nominal auf Null eingestellt. Jeder Beam wurde durch eine zweidimensionale Gaußfunktion und die so erhaltenen Punkte durch eine Gerade angefittet. Die Steigung der Geraden entspricht dem Drehwinkel des Beamrotators, der 2.2° beträgt. Die Messungen wurden im Labor mit einer Cold-Load, die vor dem Empfänger positioniert wurde, durchgeführt.

5.3 Kommunikation

Bei einer komplexen Steuerung wie der eines ganzen Empfangssystems, bei dem die Berechnung der Position des Teleskops, die Steuerung des Teleskops sowie die Steuerung diverser Subsysteme einschließlich des Empfängers eine zentrale Rolle spielen, ist es notwendig, den einzelnen Modulen die Möglichkeit zu geben, Informationen untereinander auszutauschen. Für die Wahl eines geeigneten Kommunikationssystems ist von entscheidender Bedeutung, ob die einzelnen Subsysteme von einem zentralen Rechner aus gesteuert werden oder ob einzelne Rechner diese Aufgabe übernehmen. Im Rahmen der Modularisierung wurde für die neue Steuerung des KOSMA-3m-Radioteleskopes der letztere Weg gewählt. Damit stand man vor dem Problem, daß Programme, die auf einem Rechner laufen, Informationen zu Programmen, die auf anderen Rechnern laufen, übermitteln können müssen. In Erwägung gezogen und ausgetestet wurden die folgenden Protokolle:

1. Schnelle Kommunikation zwischen den einzelnen Programmen über eine Socketverbindung. Diese kann über entsprechende Implementierung im Sinne von

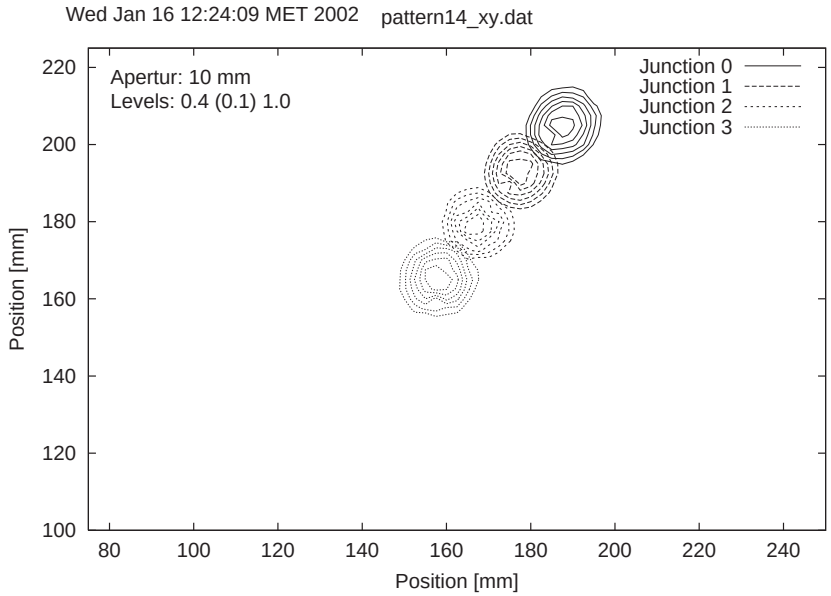

Abbildung 42: Der Beamrotator wurde um nominelle 50° gedreht und die Messung aus Abbildung 41 wiederholt. Der hier bestimmte Winkel lautet $52.9^\circ \pm 2.1^\circ$. So wurde der Drehwinkel auch optisch bestimmt.

CORBA[1] oder PVM (Parallel Virtual Machine) geschehen. Der Vorteil liegt in der schnellen Datenübertragung. Nachteilig sind die hohe Komplexität des Systems bei der Programmierung, die schlechte Nachvollziehbarkeit der gesendeten Daten sowie, das die Kennungen der Programme bzw. der Rechner, auf denen die Programme gestartet sind, bekannt sein müssen.

2. Langsamere Kommunikation über Files, die auf einem von allen Rechnern erreichbaren NFS-Verzeichnis geschrieben und gelesen werden. Der Nachteil ist hier die Verzögerung, die der NFS-Server auch bei optimaler Konfiguration mit sich bringt und die bedingt durch das Filesystem bis zu einer Sekunde beträgt. Der Vorteil ist, daß sich die gesamte Kommunikation auf das Lesen und Schreiben von Dateien beschränkt und so leicht zu überschauen und in jedes Programm einfügbar ist. Auch betriebssystemübergreifende Programme sind möglich, solange das Betriebssystem, das hinzugefügt werden soll, in der Lage ist, NFS-Dateisysteme anzubinden. Der aktuelle Inhalt der Daten kann zum Debuggen der Hard- und Software jederzeit eingesehen oder manuell manipuliert werden.

3. Um die Nachteile, die das NFS-basierte System mit sich bringt, auszugleichen, wurde ein Server- / Client-System entwickelt, das in der Lage ist, Dateiänderungen schnell zu erkennen, um dann die geänderten Dateien direkt auf einen

[1] Common Object Request Broker Architecture

anderen Rechner zu übertragen. Bei diesem System liegen die Verzögerungen im Mittel bei 20 ms, maximal bei 100 ms. Hier kann weiter mit den Vorteilen des NFS-basierten Systems gearbeitet werden, ohne jedoch allzugroße Verzögerungen in Kauf nehmen zu müssen. Das System wurde in dem Programm `koc2` implementiert und arbeitet auf Basis eines Servers mit einem davon getrennten Client [61]. Letzterer wartet entweder darauf, daß eine Datei erneuert wurde, oder auf die Existenz eine zusätzliche Datei, die vom Benutzer (hier von der KOSMA-file-io-Library [15]) geschrieben werden muß. Anschließend werden die veränderten Dateien übertragen.

5.3.1 Geschwindigkeitstests der Kommunikationssoftware

Um die Praxistauglichkeit der oben vorgestellten Kommunikationslösungen zu bewerten, wurden Geschwindigkeitstests mit den verschiedenen Varianten durchgeführt.

In einem ersten Versuch wurde ein Test-Client- / Server-System für zwei PCs programmiert, das 400 Wertepaare, die in Dateien gespeichert wurden, übertrug. Der Server empfing je ein Wertepaar, multiplizierte die darin enthaltenen Zahlen und schickte das Produkt auf dem gleichen Weg zurück. Die Programme arbeiteten auf dem gemounteten Verzeichnis eines der beiden Rechner. Als Programm wurde `knc` verwendet, welches rudimentäre Kommunikationsmöglichkeiten über Dateien zur Verfügung stellt. 400 Wertepaare wurden innerhalb von 1200 Sekunden übertragen und zurückgeschickt. In einem weiteren Test wurden die Werte nur in eine Richtung übertragen. Es zeigte sich, daß pro Wert grundsätzlich 1 Sekunde benötigt wird. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Inode-Tabelle des Dateisystemes die Änderungszeiten der Dateien nur auf Sekundenbasis abspeichert. Der NFS-Dämon also nur innerhalb dieses Zeitrasters Dateien übertragen. Um das zu Verifizieren, wurde der erste Test auf nur einem Rechner durchgeführt. So wurden nur Plattenzugriffe, aber kein NFS-Dämon verwendet. Die 400 Wertepaare benötigten nun 12 Sekunden, was 30 ms pro doppeltem Kommunikationsvorgang bedeutet. Berücksichtigt man nun weiterhin, daß jeder Prozeß in einem Linux-System eine minimale Zeitscheibe von 10 ms erhält, so sieht man, daß die Datenübertragung in diesem Fall keine Auswirkung hat.

Um das System mit einer reinen Socket-Kommunikation zu vergleichen, wurde das gleiche Problem, bei dem zwei Zahlen multipliziert werden, mit Hilfe von pvm3 [12] formuliert. PVM ist eine Kommunikationssoftware, die Verteiltes Rechnen zum Lösen von parallelisierbaren Problemen auf verschiedenen Rechnern mit verschiedenen Betriebssystemen zur Verfügung stellt. Für die 400 Wertepaare benötigten zwei Rechner nun nur noch 1 Sekunde.

Der Einsatz der Socketverbindung ist bei Problemen, bei denen kleine Antwortzeiten nötig sind, sinnvoll. Allerdings sind die Implementation und das Debuggen eines solchen Systemes mit wesenlich größerem Aufwand verbunden als die Kommunikation über NFS-basierte Dateien, wo sich Daten mit betriebssysteminternen Mitteln wie

einem Editor einsehen und manipulieren lassen. Diese Lösung, die sich leicht auf das Lesen und Schreiben von Dateien reduzieren und damit in jedes Programm implementieren läßt, ist immer dort vorzuziehen, wo Verzögerungen von maximal einer Sekunde tolerierbar sind. Dies ist bei dem neuen Fahrprogramm für das KOSMA-3m-Radioteleskop der Fall, da hier alle zeitkritischen Elemente wie die Steuerung des Teleskopes rechnerintern oder von Zusatzkomponenten durchgeführt werden. Sollte im Zuge der weiteren Entwicklung des Fahrprogrammes eine schnellere Kommunikation notwendig werden, dann ist koc2 ideal, um die durch NFS entstandenen Zeitverluste zu minimieren. So genießt man die Vorteile der reinen Socketverbindung, ohne die Eigenschaften der einfachen Implementierung des NFS-basierten Systems zu verlieren.

5.3.2 Schlußfolgerung für das neue Fahrprogramm

Zur Zeit kommunizieren die neuen Steuerprogramme am KOSMA-3m-Radioteleskop über die in Punkt 2 vorgestellte NFS-Lösung. Dabei wird eine am I. Physikalischen Institut entwickelte Softwarebibliothek benutzt [15], die einen konsistenten Datentransfer gewährleistet. Die oben beschriebenen Nachteile in Form von Verzögerungen können in Kauf genommen werden, da die zeitkritischen Elemente wie die Ansteuerung des Teleskops durch den neuen Astra-PC und das Auslesen der Spektrometer-DSPs durch den arrayaos-PC lokal durchgeführt werden. Sollten diese Verzögerungen durch höhere Anforderungen in der Zukunft[2] einmal nicht mehr tolerierbar sein, so ist problemlos ein Umstieg auf Methode 3 durch den Server koc2 möglich. Da alle Programme über die oben erwähnte Bibliothek kommunizieren, ist auch eine Einbindung von CORBA in das System möglich, ohne daß die benutzten Programme geändert werden müssen. Nötig ist sinzig das Ändern der Bibliothek und das neue Einbinden derselbigen in die gesamte Software. Dies ist insbesondere auch in Hinsicht auf den Betrieb der Software am geplanten Stratosphärenflugzeug SOFIA wichtig, da dort die ACE/TAO-Implementation von CORBA zum Einsatz kommen soll [24].

5.4 Kontinuumssoftware

Da dem Steuer-PC sämtliche ZF-Leistungssignale parallel zur Verfügung stehen, liegt es nahe, ihn als Meßrechner für den Labor- und Teleskopeinsatz bei der Aufnahme nichtspektroskopischer Daten zu verwenden. Nachdem alle Mischer abgestimmt sind, bestehen seine Aufgaben nur noch in der Übermittlung neuer Beobachtungsfrequenzen an die Synthesizer und in der Steuerung des Beamrotators. Somit stehen für parallele Kontinuumsmessungen genügend Ressourcen zur Verfügung. Die Aufnahme von Kontinuumsdaten ist bei der Vermessung der Empfängerkeule im Labor sowie bei Messungen von astronomischen Kontinuumsstrahlern am Teleskop nötig.

[2] Hier ist insbesondere das On-the-Fly Meßverfahren zu nennen.

Um die Signalqualität zu erhöhen, werden Driften des Systems sowie schnelle Veränderungen der Atmosphäre bei astronomischen Messungen durch ein Signal-/ Referenz-Meßverfahren herausgerechnet. Im Labor werden dazu abwechselnd eine Hotload bei Raumtemperatur sowie eine Coldload bei 77 K gemessen. Umgeschaltet werden die beiden Absorber mit Hilfe eines Chopper-Rades. Zur Messung am Teleskop wird abwechselnd die astronomische Quelle und eine azimutal dazu verschobene astrahlungsfreie Position beobachtet. Die Umschaltung erfolgt hier durch das Bewegen des Teleskopes oder des Subreflektor-Choppers. In beiden Fällen ergibt sich das gewünschte Meßsignal aus der Differenz der in beiden Schaltphasen gemessenen Signale.

Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, muß die Kontinuumssoftware nicht nur ZF-Leistungssignale messen können, sondern auch entscheiden, ob die gemessenen Daten der Signal- oder der Referenzphase zugeordnet werden. Zu diesem Zweck wird nach jedem Auslesen der analogen Daten ein digitaler Eingang auf seinen Zustand abgefragt. An diesem läßt sich das S/R-Signal des Chopperrades oder des Subreflektor-Choppers anschließen. Zwischen zwei Phasenwechseln werden die Daten mit der maximalen Auslese- und Berechnungsrate des Rechers aufsummiert. Die so gemessenen Daten werden zusammen mit einer Zeitmark in eine Datei geschrieben und können mit der Teleskopposition korreliert werden.

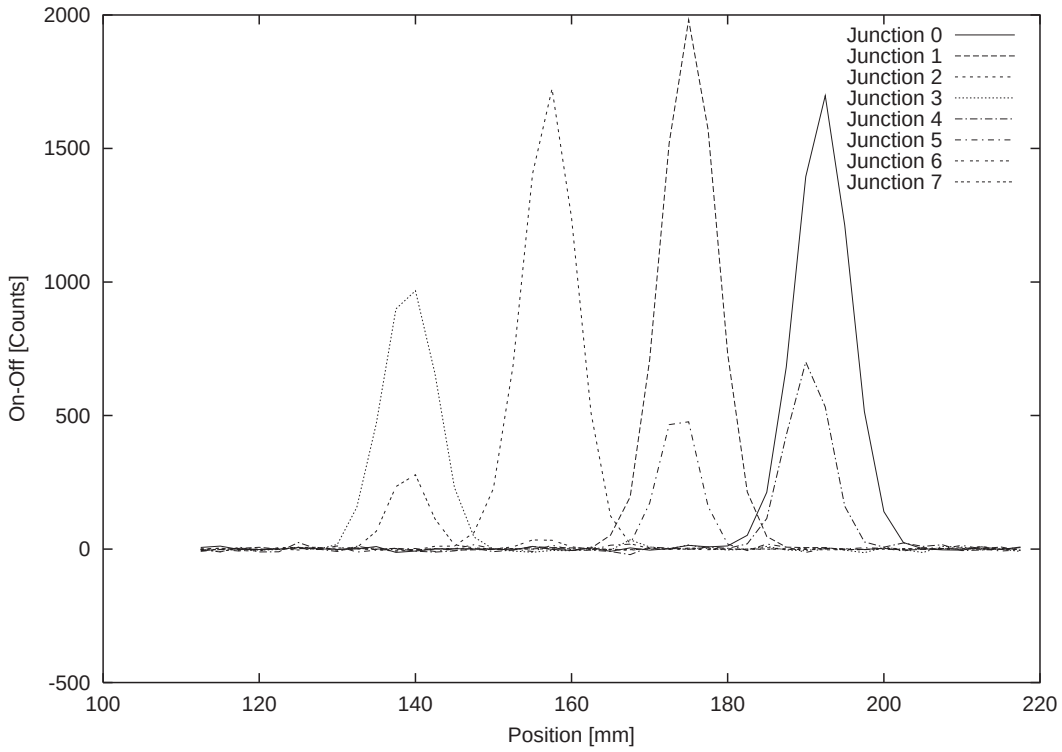

Abbildung 43: Messung der Antennenkeule mit der Kontinuumssoftware.

In Abbildung 43 ist eine Messung mit der Kontinuumssoftware zu sehen. Gemessen

wurde sie mit dem Programm `pattern`. Der Chopper wechselte die Phase zwischen Raumtemperatur und einer Coldload von 77 K mit einer Frequenz von 10 Hz. Die Messung wurde mit Hilfe eines Verschiebetisches durchgeführt, wobei ausschließlich horizontal verfahren wurde. Man erkennt deutlich die vier Antennenkeulen der 492 GHz Mischer (Junction 0 bis Junction 3). Die Abstände der Beams zueinander sind äquidistant. Deutlich schwächer sind die vier Antennekeulen der 810 GHz Mischer (Junction 4 bis Junction 7) zu sehen. Sie liegen jeweils im Zentrum der zugehörigen niederfrequenten Mischer.

6 Stabilitätsmessungen

Bei astronomische Messungen mit einem submm-Empfänger handelt es sich um Integrationen über längere Zeiträume, da nach der Radiometerformel dadurch das Eigenrauschen des Systems verringert und somit die Detektionsempfindlichkeit gesteigert wird (siehe Abschnitt 2). Die Meßzeit beträgt etwa 1 Sekunde bei S/R-Messungen, bei denen zyklisch mit dem Subreflektor-Chopper zwischen Signal- und Referenzphase gewechselt wird, bzw. 20 Sekunden oder mehr, bei einer sogenannten Total-Power Messunge, bei der zwischen Signal und Referenz mit dem gesamten Teleskop umgeschaltet wird. Das erfordert, daß das gesamte System über diese Zeit hinweg stabil ist. Diese Stabilitätszeiten werden unter anderem durch die Umgebungsbedingungen beeinflußt [36]. In diesem Kapitel werden die an dem System durchgeführten Stabilitätstests beschrieben. Sie umfassen den Test der ADC-Karte, der Aufnahme von Kennlinien und Konversionskurven und damit der Gesamtelektronik sowie thermische und mechanische Tests, die notwendig sind, da die Kühlmaschine [30] Vibrationen und Temperaturänderungen hervorruft.

Die ADC-Karte [31] wird auf ihre Stabilität hin untersucht, da sie eine große Rolle bei der Abstimmung der SIS-Mischer spielt, da sie parallel Informationen auslesen muß. Hier ist insbesondere wichtig, wie sie sich bei einem schnellen Wechsel zwischen den Kanälen verhält. Nur so ist eine sinnvolle Aufnahme von Kennlinien oder Konversionskurven möglich. Aber auch das Auslesen aller Mischer-Pumpstufenhöhen gleichzeitig zur graphischen Darstellung ist zu nennen. Desweiteren wird sie für Kontinuumsmessungen im Labor zur Vermessung der Empfänger-Beams sowie am Teleskop zur Kontinuumskartierung und dabei insbesondere für das Pointing des Teleskops verwendet. Hier ist eine hohe Geschwindigkeit bei der Messung analoger Daten gefordert, was auch in der dritten Anwendung der Karte eine große Rolle, in der sie für alle weiteren Stabilitätstests eingesetzt wurde.

Bei der automatischen Abstimmung des SIS-Mischers ist ein wesentlicher Parameter die Magnetfeldstärke. Die Abstimmung dieser bedingt eine genaue Messung der Größe des Josephson-Effekts, da dieser unterdrückt werden muß. Dies kann, wie in Abschnitt 4.4 beschrieben, sowohl anhand der Strom-Spannungs-Kennlinie als auch an der Konversionskurve erfolgen. Da sich der Effekt aber auf die Form der Kennlinie nur gering auswirkt, muß diese mit einer hohen Genauigkeit gemessen werden. Im folgenden wird beschrieben, wie dies erreicht werden kann.

Da die Junctions des KOSMA-Array-Empfängers nicht in einem Helium-Flüssig-Dewar, sondern mit einer zweistufigen Kühlmaschine auf eine Arbeitstemperatur von 4.2 K gekühlt werden, beobachtet man verschiedene Effekte, die sich auf die Messungen mit diesen Junctions auswirken können. Diese sind sowohl thermischer wie auch mechanischer Natur [36]. Bei der Kühlmaschine handelt es sich um eine zweistufige Kühlmaschine des Typs RDK-415D mit einem wassergekühlten Kompressor des Typs CSW-71D von Sumitomo Heavy Industries, Ltd., Tokyo, Japan. Die Maschine

ist spezifiziert für eine Temperatur von 4.2 K bei einer Kühlleistung von 1.5 W.

Mechanische Vibrationen wirken sich auf das gesamte System aus, insbesondere auf die LO-Einspeisung. Diese Erschütterungen verursachen zusätzliches Rauschen des Systems. Auch sämtliche Halter für die Spiegel im Strahlengang des zu detektierenden Signals sind diesen Vibrationen ausgesetzt. Vom KOSMA-Zweikanalempfänger ist bekannt, daß Erschütterungen das Total-Power ZF-Signal beeinflussen. Somit ist es wünschenswert, diese mechanischen Schwingungen so weit wie möglich zu minimieren.

Nach [36] sind auch thermische Änderungen Auslöser für erhöhtes Rauschen. Demnach ist die maximal tolerierbare Temperaturänderung bei einer Integrationszeit von 1 Sekunde bei 1 GHz Bandbreite $200\mu K$. Die Spezifikationen der Kühlmaschine sagen aber Schwankungen von bis zu 500 mK voraus.

6.1 Stabilität der ADC-Karte

Da mit der Analog-Digital-Karte auch die Bias-Spannung, der Strom durch die Junction sowie das breitbandige Leistungssignal gemessen werden, war es notwendig, Stabilitätsmessungen an ihr vorzunehmen.

So wurde in ersten Tests sichergestellt, daß der analoge Multiplexer, der den Analog-Digital-Converter mit dem entsprechenden analogen Eingang verbindet, nach dem Wechsel eines Kanals keine Restinformationen der vorherigen Messung hinterläßt.

Der in Abbildung 44 dargestellte Graph zeigt keine Restinformationen nach Umschalten des Kanals. Bei der Messung wurden zwei Eingänge der ADC-Karte mit zwei verschiedenen Spannungsquellen verbunden. Anschließend wurden abwechselnd 100 Messungen mit dem einen oder dem anderen Kanal gemacht und die entsprechenden Daten in eine Datei geschrieben. Mit dieser Messung wurde außerdem festgestellt, daß das Eigenrauschen des ADC ein rms von 0.62 Bit hat. Dies deckt sich mit den Informationen des technischen Datenblattes.

Die Datenrate beträgt 15000 Samples in der Sekunde. Diese ist zum einen durch die Konvertierungszeit und andererseits durch die Geschwindigkeit des PCI-Busses des PC limitiert. Wichtig ist die Ausleserate insbesondere für den Betrieb der Karte als Kontinuumsdetektor bei der Messung von Beampattern und astronomischen Quellen zur Bestimmung des Pointings des Teleskopes.

6.2 Signalqualität der Strom-Spannungs-Kennlinie

Um einen SIS-Empfänger sinnvoll abstimmen zu können, muß eine ausreichende Signalqualität zur Verfügung stehen. In Abbildung 45 ist illustriert, welchen Aufwand

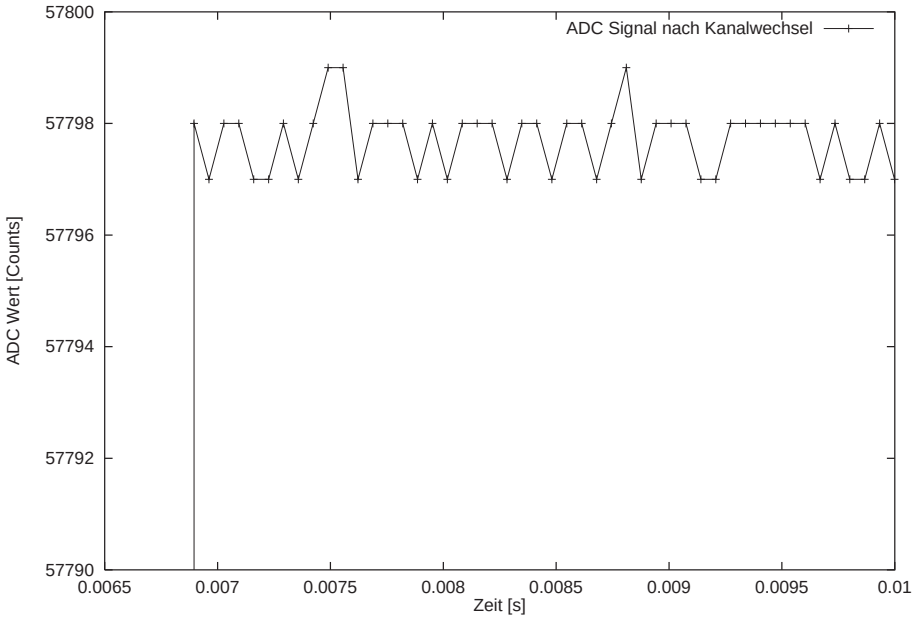

Abbildung 44: Signalantwort eines ADC-Kanals nach Umschalten des Kanals. Es wurden je 100 Messungen pro Kanal aufgenommen. Man sieht kein Einschwingverhalten für den Kanal.

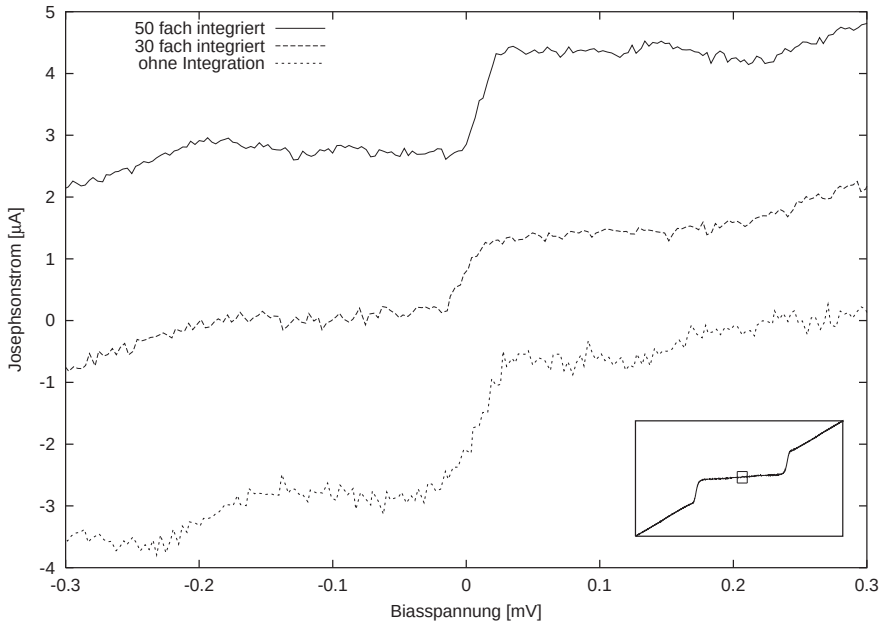

Abbildung 45: Kennlinien; nichtintegriert, dreißigfach und fünfzigfach integriert, zur Verdeutlichung um $\pm 3\mu A$ versetzt.

man diesbezüglich bei einem System mit einer aktiven Kühlmaschine betreiben muß. Es wird ein einfach gemessener, ein dreißigfach und ein fünfzigfach integrierter Kennlinienausschnitt gezeigt. Man sieht, wie die Signalqualität mit wachsender Integrationszeit ansteigt. Schon bei dreißigfacher Integration ist die Stufe deutlich zu erkennen..

6.3 Thermische Tests

Zur Messung der thermischen Effekte der Kühlmaschine standen zwei Konfigurationen zur Verfügung: Die eine bestand aus einem hängenden Dewar und einer original Kühlmaschine. Auf diese Weise wird das System auch am 3m-KOSMA-Radioteleskop betrieben. Bei der anderen wurde die Kühlmaschine durch eine modifizierte ersetzt, die einen zusätzlichen Heliumtank am Kaltkopf besitzt, um so Temperaturschwankungen zu dämpfen. Letztere konnte für die Temperaturmessungen nur in einem Testdewar ohne Junctions betrieben werden.

Zur Messung der in diesem Kapitel vorgestellten Daten wurden ein Temperaturmonitor von Lakeshore und einige Kanäle der National-Instruments-Karte verwendet.

Der Temperaturmonitor 218 von Lakeshore gestattet es, bis zu acht Temperaturdioden bis zu 33 mal in der Sekunde auszulesen. Man kann diese 33 Lesezyklen auf mehrere Dioden verteilen oder zur Messung einer einzelnen nutzen. Die erhaltenen Daten können anschließend mit Hilfe einer RS232-Schnittstelle ausgelesen werden. Die maximale Übertragungsgeschwindigkeit beträgt 9600 Baud [55]. Die Antwort des Gerätes besteht einschließlich abschließender Zeichen aus acht Zeichen, mit Start- und Stopbit sind dies insgesamt 80 Bit. Zuzüglich acht Zeichen für die Anfrage benötigt ein Auslesevorgang also 160 Bit. Es wäre somit möglich, bis zu 60 Datenpunkte in einer Sekunde auszulesen. Die Auslesung ist demnach nicht durch die Datenübertragung limitiert.

6.3.1 Messung der Temperaturvariationen am Empfänger

Die ersten Messungen der Temperaturvariationen wurden am vollständig montierten und evakuierten Empfänger vorgenommen. Im System waren insgesamt vier Temperaturdioden an den folgenden Orten vorhanden, deren Numerierung in der Reihenfolge erfolgte, in der sie am Meßgerät angeschlossen und so in den Spalten der Datenfiles abgespeichert wurden:

Diode 1 Befestigung des Mischerblocks,

Diode 2 Kaltkopf der Kühlmaschine,

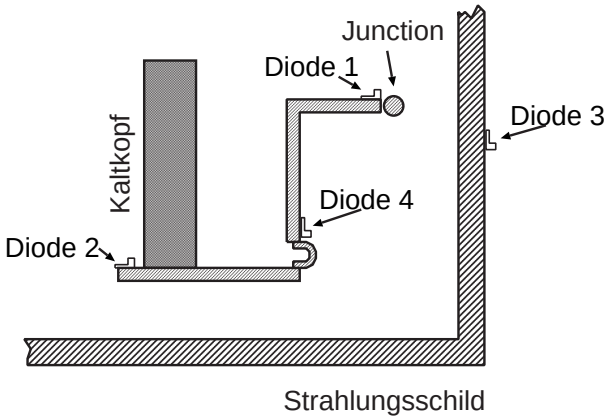

Abbildung 46: Verteilung der Temperaturdioden im Array-Empfänger.

Diode 3 Strahlungsschild,

Diode 4 Ankopplung aus hochreinem Kupfer, der als Wärmeableitung zwischen Mischerblock und Kaltkopf dient.

Die größten Temperaturänderungen waren mit 0.11 K an der Diode 2 am Kaltkopf zu messen. Die Ankopplungsstruktur dient als thermischer Tiefpaß, so daß die Änderungen direkt an der Junction um einen Faktor von etwa 10 geringer ausfallen.

Für jeden Kanal wurden 200 bis 300 Perioden der Kühlmaschine aufgenommen und anschließend fouriertransformiert, um anhand dieser die Frequenz sowie derern Harmonische und im Falle der Kühlmaschine auch Subharmonische der Temperaturänderung genau bestimmen zu können. Die so bestimmte Frequenz entspricht dem Arbeitstakt der Kühlmaschine von etwa 1 Hz (Abbildung 47). Daneben sind die ersten drei harmonischen Schwingungen zu sehen.

Nr.	Ort	Temperaturschwankungen [mK]	Absolute Temperatur [K]
3	Strahlungsschild	< 1	> 50
1	Mischerblock	15	3.8
4	Ankopplung	23	3.5
2	Kaltkopf	110	3.0

Tabelle 3: Temperaturvariationen im Vergleich.

Mit der im vorigen Abschnitt ermittelten Frequenz wurden die Daten aller Perioden phasenrichtig gemittelt. Das Ergebnis wird in den Abbildungen 48, 49 und 50 gezeigt. Man sieht den Arbeitstakt der Kühlmaschine bis zu der Temperaturdiode, die sich an der Halterung des Mischers befindet, wenn auch mit abnehmender Amplitude.

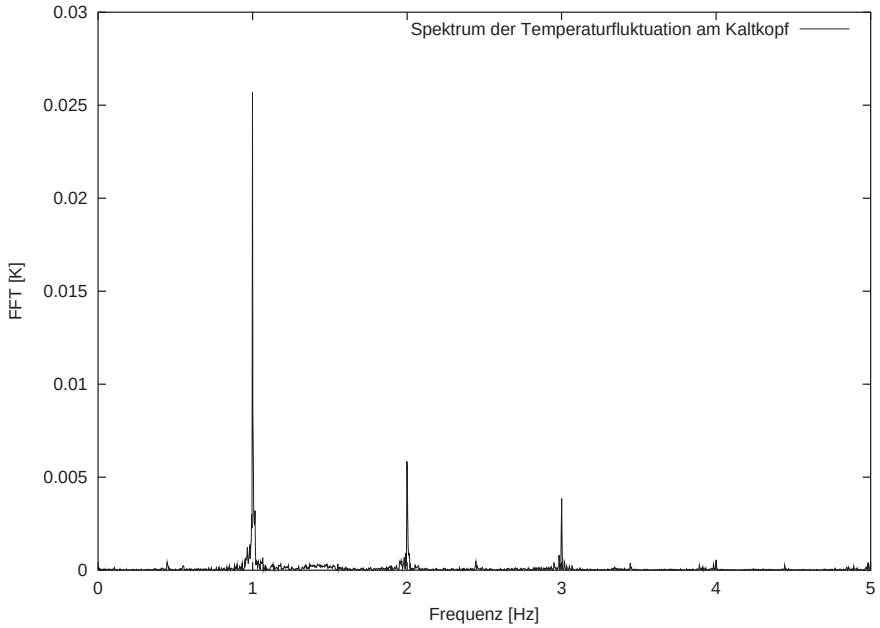

Abbildung 47: Fouriertransformation der Temperaturkurve des Kaltkopfes. Man erkennt die Peaks bei etwa 1 Hz sowie deren Harmonische.

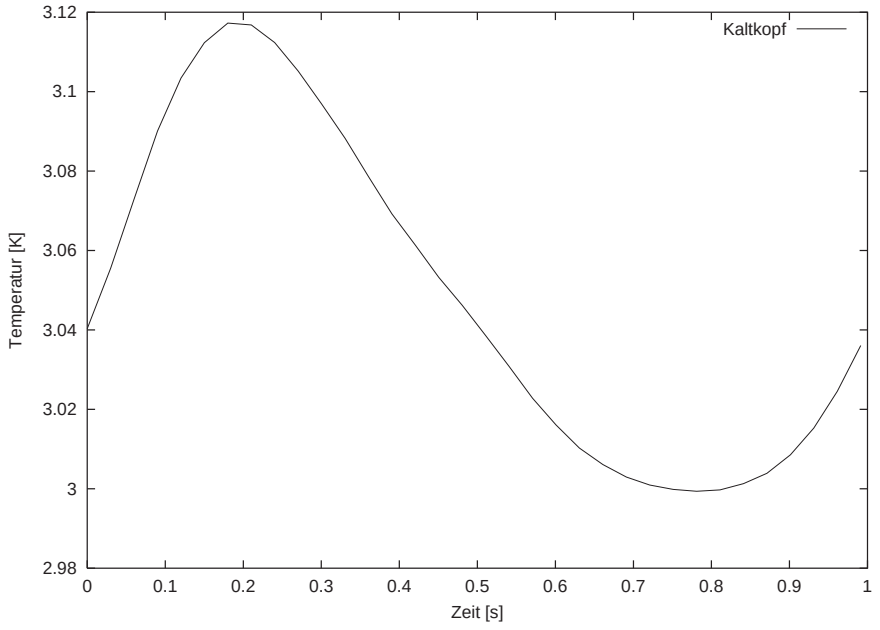

Abbildung 48: Gemittelte Temperaturkurve des Kaltkopfes.

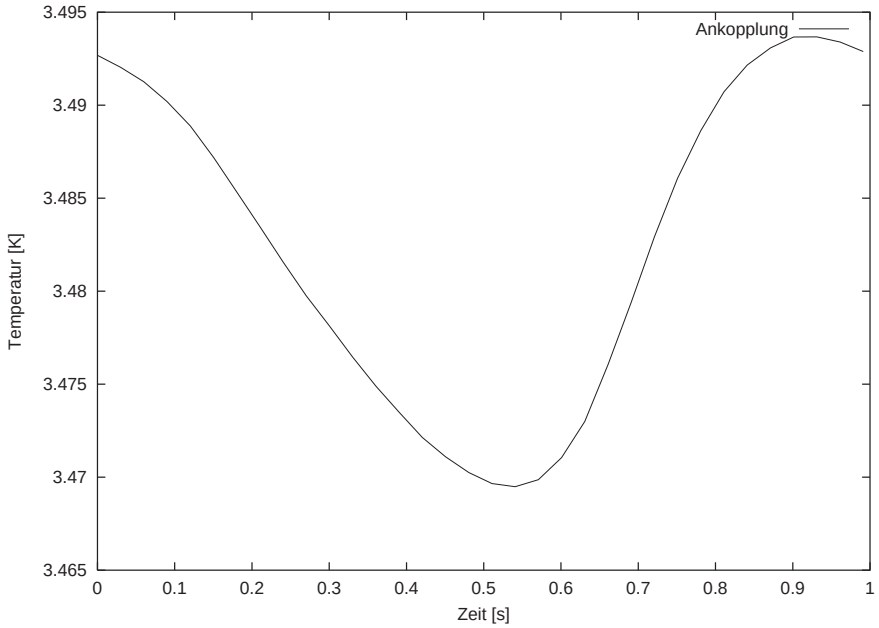

Abbildung 49: Gemittelte Temperaturkurve der Ankopplung.

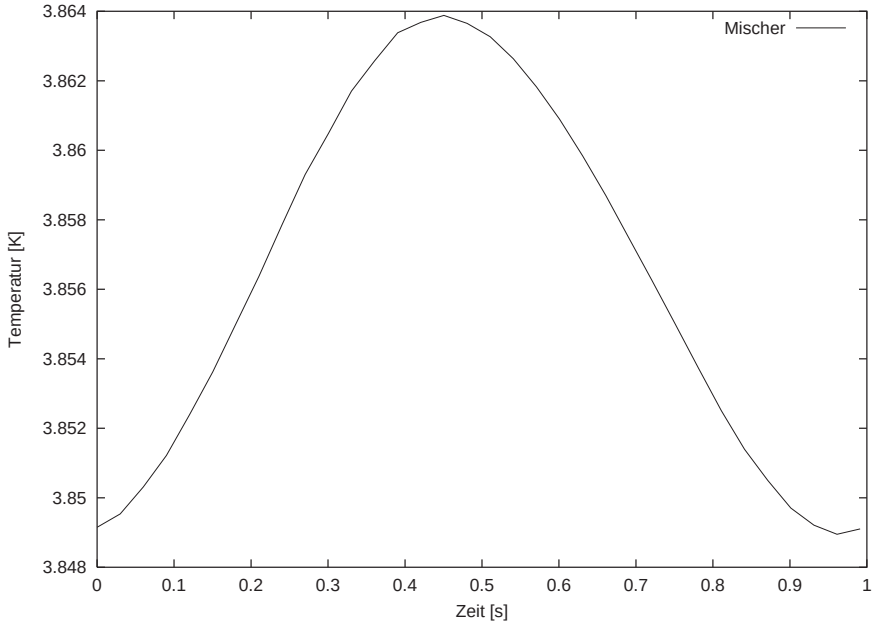

Abbildung 50: Gemittelte Temperaturkurve des Mischers.

In diesem Experiment wurde für die Temperaturvariationen am Mischerblock eine obere Grenze von 15 mK gemessen. Es handelt sich um eine obere Grenze, da die Temperaturdiode nicht am SIS-Mischer selbst angebracht werden kann, sondern an der Struktur, die ihn hält. Die Temperaturschwankungen können sich also maximal bis zu diesem Wert auf die Junction auswirken. Verglichen mit den geforderten 200 μK erscheint dies als zu viel. Daher wird im folgenden Abschnitt ein Verfahren beschrieben, die Temperatur direkt anhand der Gapspannung der Junction zu bestimmen.

6.3.2 Messung der Temperaturvariationen der Junction anhand der Gapspannung

Auch bei diesen Tests wurde die nichtmodifizierte Kühlmaschine im komplett montierten Dewar betrieben. Da die Temperaturdiode nicht unmittelbar am Mischer sondern nur an dessen Halterung angebracht werden konnte, sollte untersucht werden, wie groß der direkte Einfluß der Temperaturvariationen auf die Junction ist. Dazu wurde die Abhängigkeit der Gapspannung der Junction von der Temperatur ausgenutzt. Zuerst wurde eine Kalibration durchgeführt, bei der die Kühlmaschine im heruntergekühlten Zustand abgeschaltet wurde. So konnten die Kalibrations-Messungen ohne die störenden Temperaturvariationen durchgeführt werden. Außerdem wurden sie nur einmal in der Sekunde durchgeführt, so daß Junction und Temperaturmeßdiode die gleiche Temperatur haben sollten. Mit dieser Kalibration wurden bei laufender Kühlmaschine mit einer Datenrate von 12.3 Samples in der Sekunde die Temperaturvariationen direkt am Mischer gemessen.

6.3.2.1 Kalibration der Gapspannung anhand der Temperatur

Zur Kalibration von Gapspannung und Temperatur wurde die Kühlmaschine bei einer Temperatur von 3.9 K ausgeschaltet. Um die Gapspannung zu bestimmen, wurde der Wendepunkt der Kennlinie am Gap benutzt. Dazu wurden simultan je eine Kennlinie aufgenommen und die dazugehörige Temperatur gemessen. Die Datenrate betrug 1 Sample pro Sekunde. Um das Rauschen, das den gemessenen Kennlinien überlagert war, genügend zu reduzieren, wurden diese durch ein Boxing-Verfahren geglättet. Anschließend wurde die Kennlinie nach der Spannung abgeleitet und wieder geglättet. Dann wurden das Maximum gesucht und die entsprechende Position als Gapspannung in Counts der zu dieser Kennlinie gehörenden Temperatur zugeordnet. Der so ermittelte Datensatz ist in Abbildung 51 zu sehen.

Die Größe der Energielücke ist von der Temperatur abhängig. Oberhalb der Sprungtemperatur ist die Supraleitung aufgehoben, weil dort die Energielücke verschwindet. Die Temperaturabhängigkeit der Energielücke und damit der Gapspannung kann angegeben werden durch [52]:

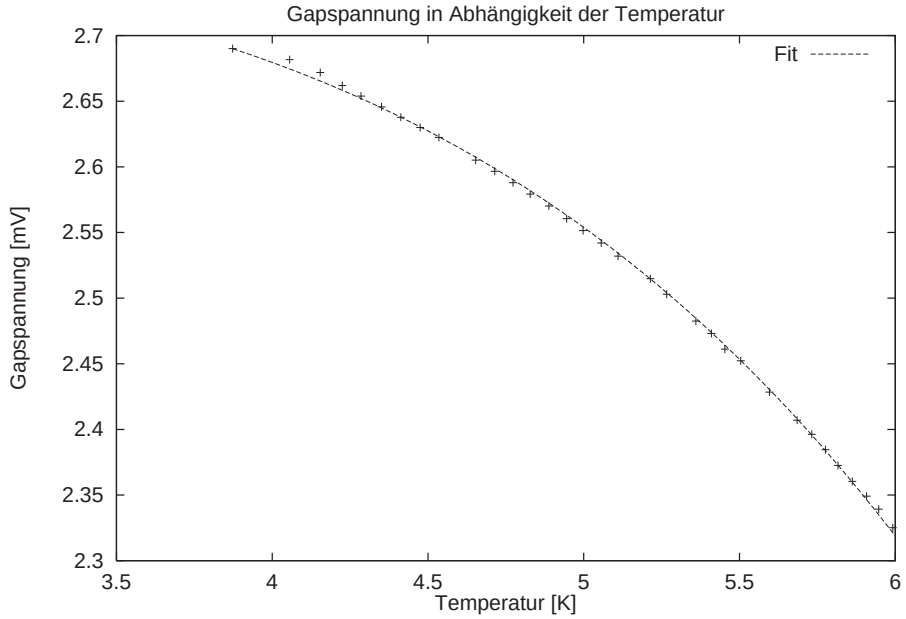

Abbildung 51: Kalibration der Gapspannung mit der Temperatur.

$$\frac{\Delta(T)}{\Delta(0)} \cong \sqrt{\cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{T}{T_C}\right)^2\right]} \tag{32}$$

Diese Funktion wurde an den Datensatz angefittet. So erhielt man $\Delta(0) = 2.76mV$ und $T_C = 8.45K$. Bei dem Fit wurde außerdem noch ein additiver Term für die Kritische Temperatur T_C eingeführt, der berücksichtigt, daß sich die Temperatur am Mischer von der an der Temperaturdiode unterscheidet. Die Differenz betrug 0.05 K.

Die anschließenden Messungen wurden mit eingeschalteter Kühlmaschine in deren Arbeitsbereich von etwa 4 K durchgeführt. Dort kann zur schnelleren Auswertung der Datensätze die obige Funktion durch eine Gerade der Steigung $6.67 Counts/mK$ approximiert werden.

6.3.2.2 Temperaturvariationen gemessen anhand der Gapspannung

Nachdem es einen kalibrierten Zusammenhang zwischen der gemessenen Gapspannung und der Temperatur der Junction gab, wurde die Messung mit eingeschalteter Kühlmaschine und höherer zeitlicher Auflösung wiederholt, um die Auswirkungen der Temperaturänderungen auf die Junction messen zu können. Bei diesem Meßverfahren wurde nur ein kleiner Bereich der Kennlinie gemessen, da man bei den geringen Temperaturänderungen sicher sein konnte, die Kennlinie immer am Gap zu messen.

Durch diese Vorgehensweise wird eine erheblich höhere Zeitauflösung erreicht, so daß 12.3 Samples in der Sekunde aufgenommen werden konnten. Trotz geringer Samplingrate war der PC durch die Messung sehr stark belastet[3], was dazu führte, daß nur ein Teil der Daten äquidistant gesampelt war und zur Fouriertransformation verwendet werden konnte.

Der Vorgang, mit dem die Gapspannungen aus den Daten gewonnen wurden, ist in Anhang C beschrieben.

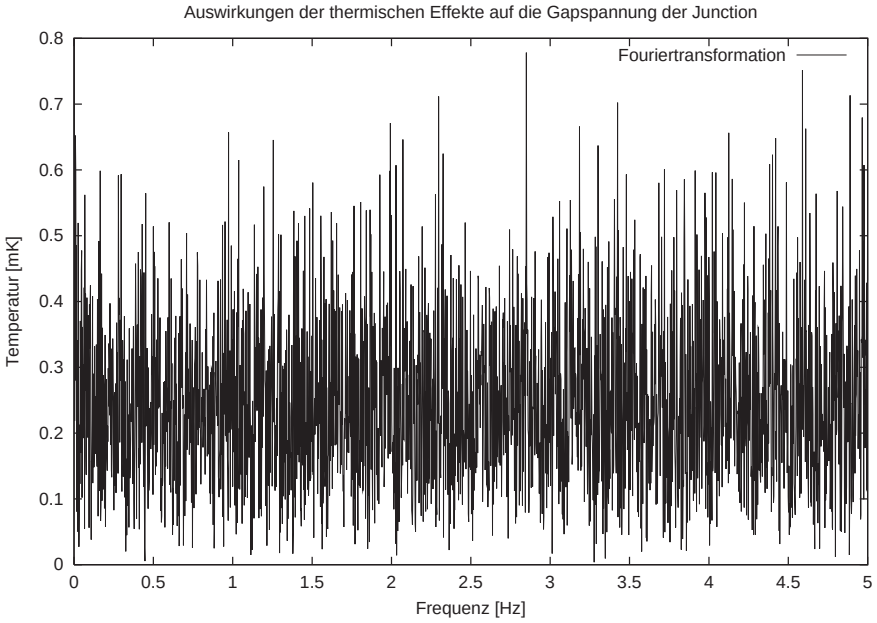

Abbildung 52: Fouriertransformierte der Temperaturinformation, die aus der Gapspannung der Junction gewonnen wurde.

In Abbildung 52 ist die Fouriertransformierte des Termperaturverlaufes dargestellt. Man sieht das Rauschen mit einem RMS (Root Mean Square) von 0.5 mK. Die Bereiche um 1 Hz und 2 Hz heben sich nicht vom Rauschen ab. Die Junction reagiert also innerhalb des RMS nicht auf die Temperaturvariationen.

6.3.3 Temperaturvariationen der modifizierten Kühlmaschine

Obwohl die obigen Messungen zeigen, daß sich die Temperaturvariationen von 110 mK am Kaltkopf der Kühlmaschine, was 15 mK an der Montierung des Mischers bedeuten, nicht auf die Gapspannung und damit auf die Junction an sich auswirken, wurde

[3]Der PC mußte zur Aufnahme eines Datenpunktes die Temperatur über die serielle Schnittstelle abfragen, einen Teil der Kennlinie aufnehmen und anschließend die Bias-Spannung wieder auf den ursprünglichen Wert zurückstellen. Anschließend wurde die Kennlinie in einer eigenen Datei gespeichert und der Temperaturwert einer globalen Datei angehängt.

eine Kühlmaschine getestet, die baugleich mit der bereits untersuchten, aber mit einem zusätzlichen Behälter am Kaltkopf ausgestattet ist, welcher im Betrieb mit Helium aus dem Kühlkreislauf geflutet werden kann, um so die Temperaturschwankungen zu reduzieren.

6.3.3.1 Montierung der Kühlmaschine, Dioden und Heizer

Zur Überprüfung der thermischen Ankopplung der Temperaturdiode wurden mit Hilfe eines Heizwiderstandes drei Meßreihen mit jeweils verschiedenen Konfigurationen durchgeführt. Allen war gemeinsam, daß es nicht möglich war, den Heizer und die Temperaturdiode direkt auf dem Kaltkopf zu montieren. Außerdem war der Kaltkopf durch den zusätzlichen Helium-Behälter so lang geworden, daß die gesamte Kühlmaschine nicht mehr unter den Strahlungsschild des Testdewars montiert werden konnte.

Die drei Konfigurationen waren:

Konfiguration A Ankopplung durch eine 3 mm dicke Kupferplatte, wobei Heizwiderstand und Temperaturdiode konstruktionsbedingt auf der gleichen Seite des Kaltkopfes lagen.

Konfiguration B Gleiche Ankopplung wie bei Konfiguration A, außer daß auf den Kontaktflächen zwischen den einzelnen Elementen Indium plaziert wurde.

Konfiguration C Ankopplung durch eine 10 mm dicke runde Kupferplatte. Die Diode und der Heizer konnten auf unterschiedlichen Seiten der Kühlmaschine angebracht werden. Diesmal wurde an allen Auflageflächen Indium verwendet.

6.3.3.2 Bestimmung der Ankopplung

Um die Temperaturschwankungen, die durch die Kühlmaschine verursacht werden, messen zu können, benötigt man eine gute thermische Ankopplung zwischen der Kühlmaschine und der Temperaturdiode. In Abbildung 53 sind die Temperaturen dargestellt, die die Diode mißt, wenn man die am Kühlkopf angebrachte Kupferplatte mit einer definierten Leistung heizt. Die Wärme wird in Konfiguration A nicht genügend abgeführt, und auch bei Konfiguration B reichte der Wärmefluß nicht aus. Erst Konfiguration C zeigt ein Verhalten, das die anschließenden Messungen möglich machte. Wie man in Abbildung 53 sieht, steigt die Temperatur bei einer Belastung von über 700 mW nicht auf über 4 K an, was ungefähr der Spezifikation der Kühlmaschine entspricht.

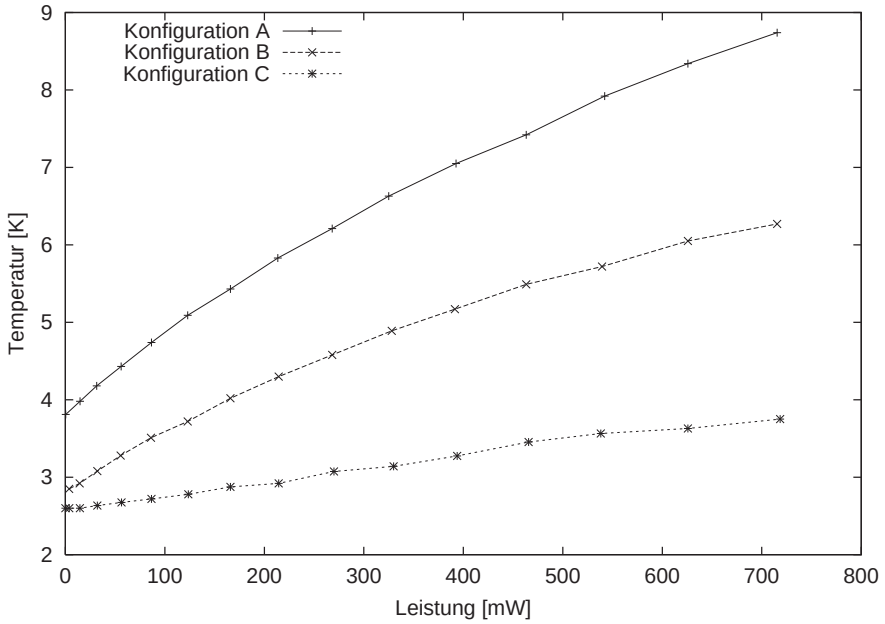

Abbildung 53: Ankopplung des Heizwiderstandes und der Temperaturdiode an den Kaltkopf. Nur Konfiguration C zeigt das für die Kühlmaschine spezifizierte Verhalten, so daß hier von einer guten Ankopplung ausgegangen werden kann.

6.3.3.3 Dämpfung der Temperaturvariationen durch den Heliumbehälter

An der Konfiguration C wurden anschließend Messungen mit hoher Geschwindigkeit durchgeführt. Die Datenrate betrug 33 Samples pro Sekunde, wie bereits in Abschnitt 6.3 beschrieben.

Wie man in Abbildung 54 sehen kann, nehmen die Temperaturschwankungen beim Befüllen des Heliumbehälters auf etwa ein Drittel der ursprünglichen Schwankungen ab. Diese sind im einzelnen:

Konfiguration	Minimum [K]	Maximum [K]	Differenz [mK]
ohne He im Behälter	2.556	2.647	91
mit He im Behälter	2.997	3.033	36

Für die Fouriertransformationen ließen sich die Daten aufgrund der geringen Samplingrate und der dadurch bedingten geringen Auslastung des PCs ohne Resampling behandeln. Zur Fourieranalyse des Datensatzes wurde ein 8192 Datenpunkte umfassender Ausschnitt gewählt.

Bei den Messungen ohne Helium im zusätzlichen Behälter am Ende des Kaltkopfes ergibt ein Fit an die Zeitmessungen eine Samplingrate von 33.33 Samples pro Sekunde.

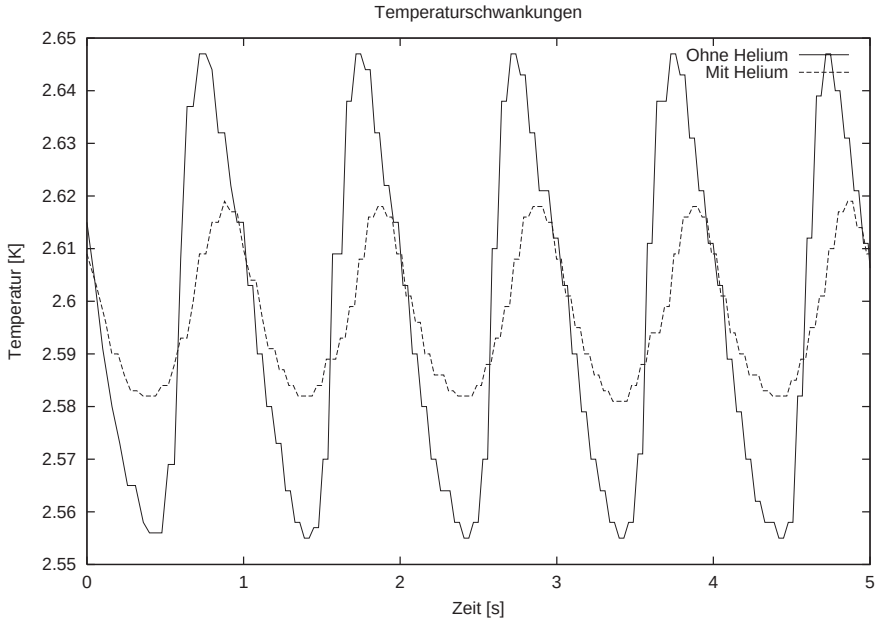

Abbildung 54: Temperaturschwankungen mit und ohne Heliumbefüllung des Behälters am Kaltkopf. Zur besseren Illustration wurde der Graph, der den Temperaturverlauf mit Helium zeigt um 0.415K verschoben, so daß er in den Bereich des anderen Graphen fällt.

Die Peaks ohne und mit Heliumbefüllung des Behälters sind im Frequenzspektrum an folgenden Positionen zu finden:

Peak Nr.	Position [Counts]	Position [Hz]	Maximum ohne He [K]	Maximum mit He [K]
1	246	1.001	0.019	0.008
2	492	2.002	0.0041	0.001
3	737	3.003	0.0021	0.00042

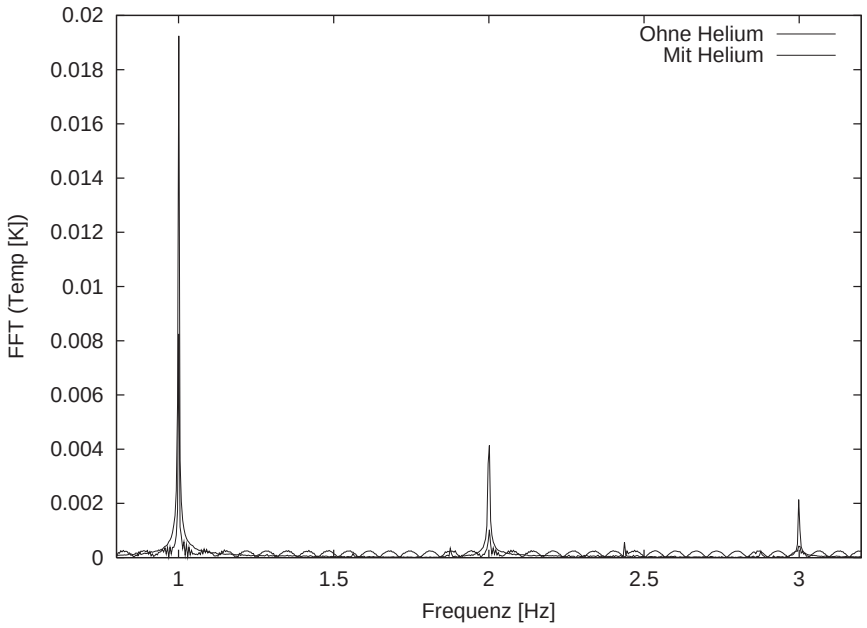

Abbildung 55: Fouriertransformationen der Temperaturänderungen

Man sieht in Abbildung 55 sowohl ohne wie auch mit Helium im Ausgleichsbehälter, daß die Temperaturvariationen von 1 Hz sowie deren Harmonische bei 2 Hz liegen. Zwar hat die Variation nach dem Befüllen auf etwa ein Drittel abgenommen, doch reicht dieses Ergebnis nicht aus, einen Umbau für diese Kühlmaschine zu rechtfertigen, da durch den zusätzlichen Heliumbehälter die Halterung, die zur Aufhängung und zur Dämpfung der mechanischen Vibrationen dient, modifiziert werden muß, um dem verlängerten Kaltkopf Platz im Dewar zu geben.

6.4 Mechanische Tests

Die im Arrayempfänger eingesetzte Kühlmaschine erzeugt neben den bereits besprochenen Temperaturschwankungen mechanische Erschütterungen. Diese wirken sich

sowohl auf den Empfänger aus, da durch ein Vibrieren der Spiegel die LO-Einkopplung und auch die vom Teleskop empfangene Strahlung variiert, als auch auf das Teleskop als Ganzes, da die Erschütterungen durch die Aufhängung des Empfängers das gesamte System schwingen lassen. Diese Vibrationen führen zu Schwankungen des ZF-Signals und das damit verbundene erhöhte Rauschen zu einer schlechteren Empfängertemperatur [36].

Diese Effekte waren bereits vom KOSMA-Zweikanal-Empfänger her bekannt, der ebenfalls mit einer Kühlmaschine betrieben wird. Aufgrund dieser Erfahrungen wurden der Dewar mit einer Luftfederung, auf der die Kühlmaschine schwebt, versehen. Die Wirksamkeit der Dämpfung sollte mit Hilfe der hier vorgestellten Messungen überprüft werden; allerdings lieferten diese mit der eingebauten Kühlmaschine keine zufriedenstellenden Ergebnisse, da die Schwingungen der Maschine nicht von denen des angeregten Dewars unterschieden werden konnten, so daß weitere Tests an der frei hängenden Kühlmaschine durchgeführt wurden.

Gemessen wurden die Vibrationen mit Hilfe eines Beschleunigungssensors [54]. Das Signal, das der Beschleunigungssensor erzeugt, ist eine Modulation der Versorgungsspannung von 10 V und liegt in der Größenordnung von einigen hundert mV. Die Daten wurden mit Hilfe eines 3-Kanal-Oszilloskops als AC-Daten gemessen und vom Vorverstärkerausgang des ersten Kanals in den Eingang des ADCs gegeben. So erhält man eine wesentlich bessere Auflösung des Signals.

Die Daten wurden mit dem PC bei einer maximalen Samplingrate von 15000 Samples pro Sekunde gemessen. Allerdings traten in den Datensätzen bei diesen Geschwindigkeiten immer dann Aussetzer auf, wenn der PC kurzzeitig andere Aufgaben wie das Schreiben der Daten auf die Festplatte durchführen mußte. Daher wurde ein “Resampling” der Daten notwendig. Dazu wurden drei verschiedene Ansätze gewählt:

1. Resampling auf einem wesentlich größeren Gitter. Es wird eine neue Zeitachse eingeführt, deren Sampling geringer ist als das der Originaldaten. Anschließend wird zu jedem der neuen Zeitwerte der nächstliegende Datenpunkt gesucht. Diese Methode verspricht nur dann Aussicht auf Erfolg, wenn die Lücken in den Datenpunkten kleiner als die neue Samplingrate sind. Da die entstandenen Lücken etwa 400 ms entsprechen, kann das Verfahren nicht angewendet werden.

2. Auffüllen der Daten in einer Lücke durch Interpolation. Auch diese Möglichkeit scheidet wegen der zu großen Lücken aus.

3. Auffüllen der Daten in einer Lücke durch Kopieren. Für diese Methode ist es erforderlich, die Periode der gemessenen Daten zu kennen. Diese ermittelt man durch Fouriertransformation eines Teilbereiches der Daten, in denen die Messungen ohne Unterbrechung erfolgten. Anschließend wird jede Lücke in einem Datensatz durch Daten der allerersten phasenrichtigen Periode ersetzt. Durch

dieses Vorgehen erhält man einen großen zusammenhängenden Datensatz, der allerdings in kleinen Teilen aus kopierten Daten besteht.

Da bei den Messungen bedingt durch das Betriebssystem des Meß-PC durchweg größere Meßpausen auftraten, aber möglichst große Bereiche der gemessenen Daten zur Fouriertransformation genutzt werden sollten, wurde das dritte Resamplingverfahren gewählt.

6.4.1 Messung der Vibrationen des Gesamtsystems

Bei diesen Tests wurde die nichtmodifizierte Kühlmaschine im hängenden Empfängerdewar betrieben. Da die Maschine so aufgebaut ist, daß ein Kolben in ihrem Inneren durch einen Motor in z-Richtung bewegt wird, wurde sie so in den Dewar eingebaut, daß man sie in z-Richtung entlang ihrer Längsachse auf einem Luftpolster schweben lassen kann, wodurch ihre Bewegungen abgefedert werden. Auf diese Weise sollen die störenden Vibrationen, die durch das Beschleunigen und Verzögern des Kolbens entstehen, gedämpft werden.

Es wurden zwei Meßreihen durchgeführt. Bei der ersten wurde die Kühlmaschinenhalterung nicht mit Luft gefüllt, bei der zweiten wurde sie aufgepumpt.

Die zur Reduktion der gemessenen Daten benötigten C- und IDL-Programme sind im Anhang E beschrieben. Die Daten wurden über den Eingang eines Oszilloskops eingelesen und das so verstärkte Signal über den entsprechenden Ausgang zum ADC geführt. Um den Verstärkungsfaktor des Oszilloskops zu bestimmen, wurde mit dem Oszilloskop eine DC-Messung durchgeführt: Das Oszilloskop wurde mit einer Gleichspannung von 200 mV gespeist, welche simultan auf einen ADC-Eingang gelegt wurde. Die Messung bei 0 mV ergab 675 Counts . Gleichzeitig wurde mit einem anderen ADC-Eingang die Spannung gemessen, die aus dem Vorverstärker des Oszilloskops stammte. Diese betrug 1595 Counts. Somit erhält man einen Verstärkungsfaktor von 2.363. Das heißt: 1 Count entspricht vorverstärkt 0.129 mV.

6.4.1.1 Unaufgepumpte Kühlmaschinenhalterung

Die ersten Messungen wurden ohne die Dämpfung durch die Luftpolsterung durchgeführt. In Abbildung 56 erkennt man, daß bei der Eigenfrequenz der Kühlmaschine von 1 Hz zwar eine leichte Resonanz des Systems vorhanden ist, aber ansonsten Moden des Gesamtsystems im Bereich oberhalb von 18 Hz angeregt werden.

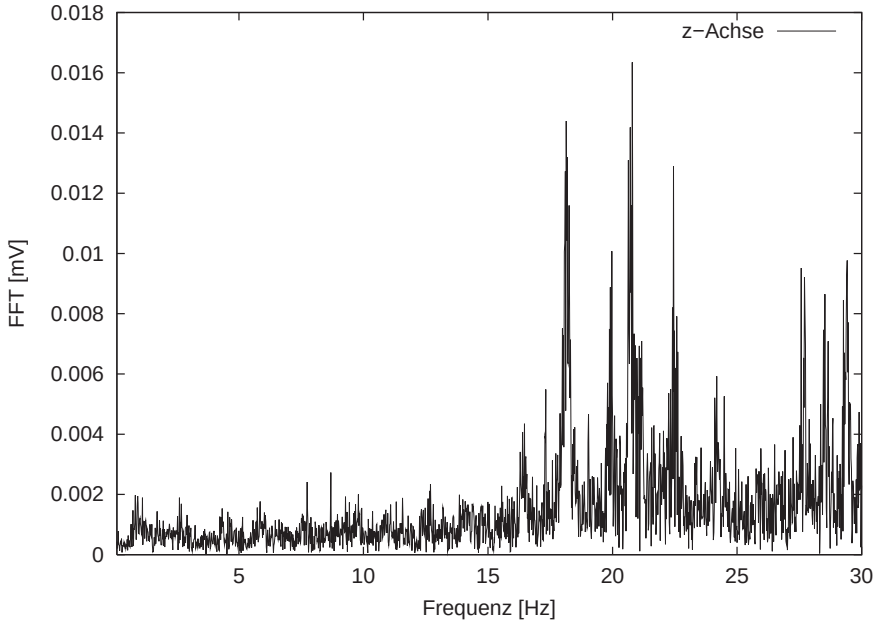

Abbildung 56: Fouriertransformation der Beschleunigung. Die Kühlmaschine war senkrecht hängend in den Empfänger-Dewar eingebaut und es wurde in Richtung der Längsachse der Kühlmaschine gemessen.

6.4.1.2 Aufgepumpte Kühlmaschinenhalterung

Anschließend wurden Messungen mit aufgepumpter Halterung an drei verschiedenen Orten sowohl parallel als auch orthogonal zur z-Achse der Kühlmaschine durchgeführt.

Die dabei aufgenommenen Datensätze sind in Tabelle 4 aufgelistet. Die Daten wurden an der Kühlmaschine direkt (oben), an dem Kragen, der die Kühlmaschine hält (kragen) sowie am Empfänger-Dewar selbst (topf) gemessen. Die Messungen, die senkrecht zur Bewegungsrichtung des Kolbens in der Kühlmaschine durchgeführt wurden, wurden mit dem Zusatz “orto”[4] versehen.

In den Abbildungen 57, 58 sowie 59 sind die Fouriertransformationen der Messungen mit der aufgepumpten Kühlmaschinenhalterung zu sehen. Die Amplituden der Vibrationen unterscheiden sich nicht von denen, die aufgenommen wurden, als die Halterung nicht aufgepumpt war (Abbildung 56). Dies ist darauf zurückzuführen, daß durch den Dichtungsring, der die Luft zwischen den zwei Kammern der Halterung halten soll, die Federung zu stark erfolgte. Zudem werden durch die Kühlmaschine sehr viele Eigenmoden des gesamten Systems angeregt, was daran zu erkennen ist, daß sich die orthogonalen Erschütterungen nicht wesentlich von denen, die in Arbeitsrich-

[4]Wobei “orto” als die schnellgeschriebene Version von “ortho” zu verstehen ist.

Dateiname	Scans/s	Datensatzlänge
oben.dat	15080	62799
topf.dat	15024	72666
kragen.dat	15045	86270
oben_orto.dat	15066	69916
topf_orto.dat	15054	69991
kragen_orto.dat	15049	75872

Tabelle 4: Gemessene Dateien nach Aufpumpen der Kühlmaschinenhalterung. Die mit “orto” versehen Datensätze wurden orthogonal zur z-Achse der Kühlmaschine gemessen.

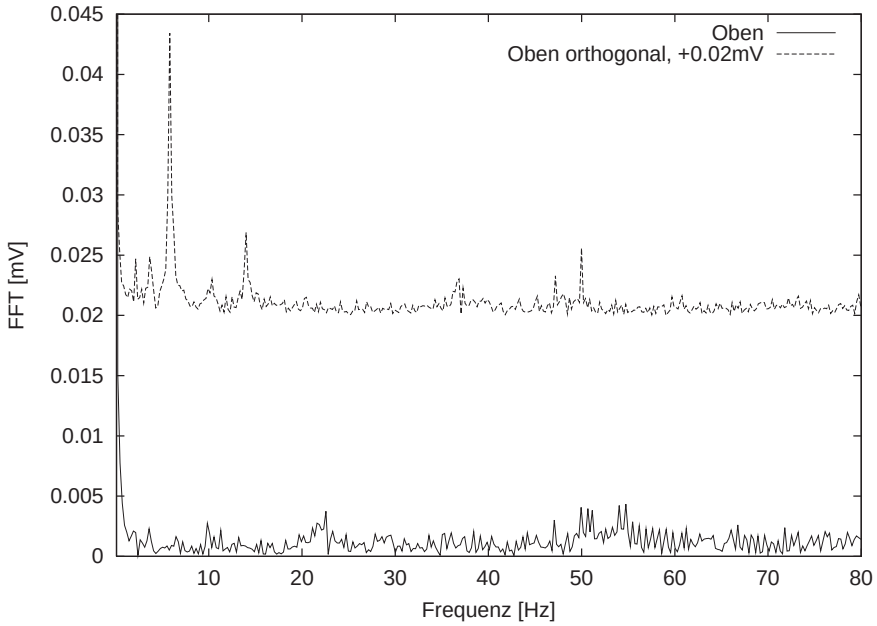

Abbildung 57: Fouriertransformation der Beschleunigung. Der Beschleunigungssensor war direkt auf der Kühlmaschine befestigt. Die Halterung war aufgepumpt. Zur Illustration ist der orthogonale Graph um 0.02mV verschoben.

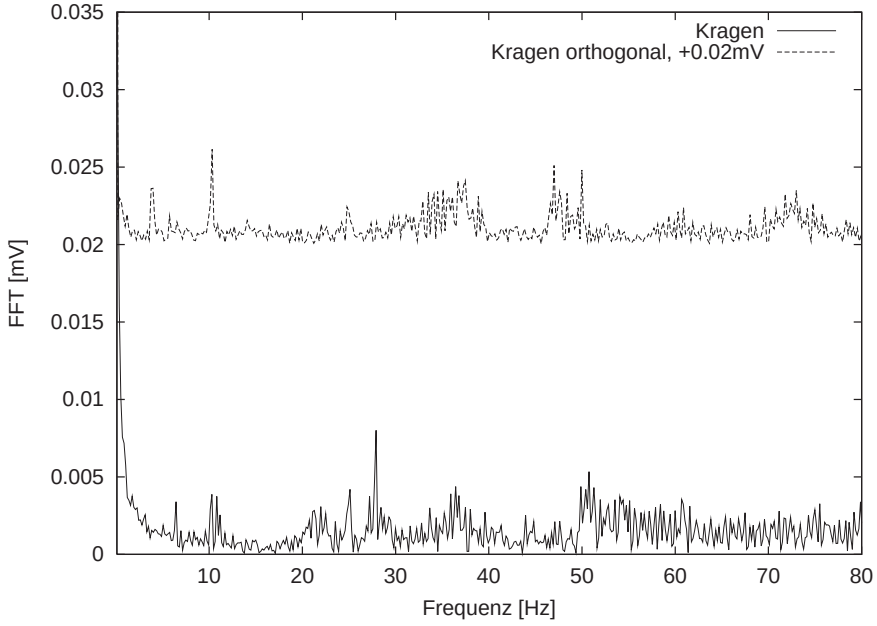

Abbildung 58: Fouriertransformation der Beschleunigung. Der Beschleunigungssensor war an der Kühlmaschinenhalterung befestigt. Die Halterung war aufgepumpt. Zur Illustration ist der orthogonale Graph um 0.02mV verschoben.

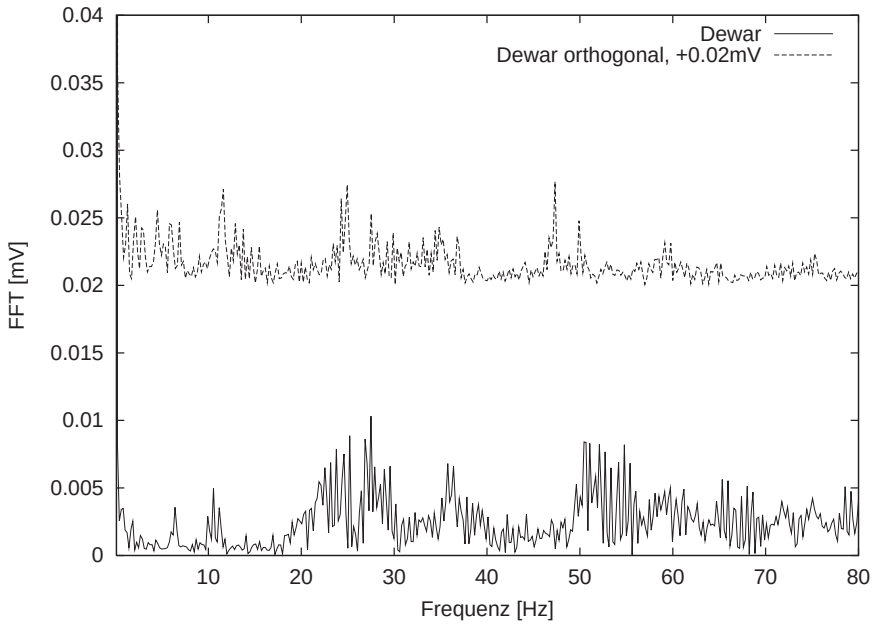

Abbildung 59: Fouriertransformation der Beschleunigung. Der Beschleunigungssensor war am Dewar befestigt. Die Halterung war aufgepumpt. Zur Illustration ist der orthogonale Graph um 0.02mV verschoben.

tung der Maschine gemessen wurden, unterscheiden. Um trotzdem die Vibrationen der Kühlmaschine untersuchen zu können, wurden Messungen an der frei hängenden Maschine durchgeführt, wie im folgenden beschrieben.

6.4.2 Messung der Vibrationen der Kühlmaschine

Zur Messung der Eigenschwingungen der Kühlmaschine wurde diese sowohl waagerecht wie auch senkrecht in einer sehr weichen Halterung aufgehängt. Anschließend wurden die Beschleunigungen in alle drei Richtungen gemessen.

Abbildung 60: Waagerecht hängende Kühlmaschine.

6.4.2.1 Waagerecht hängende Kühlmaschine

Da der Beschleunigungssensor nur in einer Vorzugsrichtung sensitiv ist, wurden die drei Achsen der Kühlmaschine getrennt gemessen. Relativ zur Maschine wurde das in Abbildung 62 dargestellte Koordinatensystem festgelegt:

x-Achse Richtung senkrecht zu den Anschlüssen der Heliumschläuche und senkrecht zur Längsachse der Maschine. Wenn die Heliumschläuche nach unten weggehen, zeigt die positive x-Achse nach links.

y-Achse Richtung parallel zu den Anschlüssen der Heliumschläuche.

z-Achse Richtung der Längsachse der Maschine. Der Pfeil zeigt von den Heliumanschlüssen zum Ende des Kaltkopfes.

Abbildung 61: Senkrecht hängende Kühlmaschine.

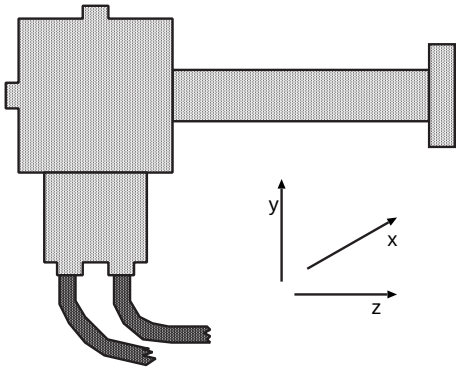

Abbildung 62: Koordinatensystem der Kühlmaschine.

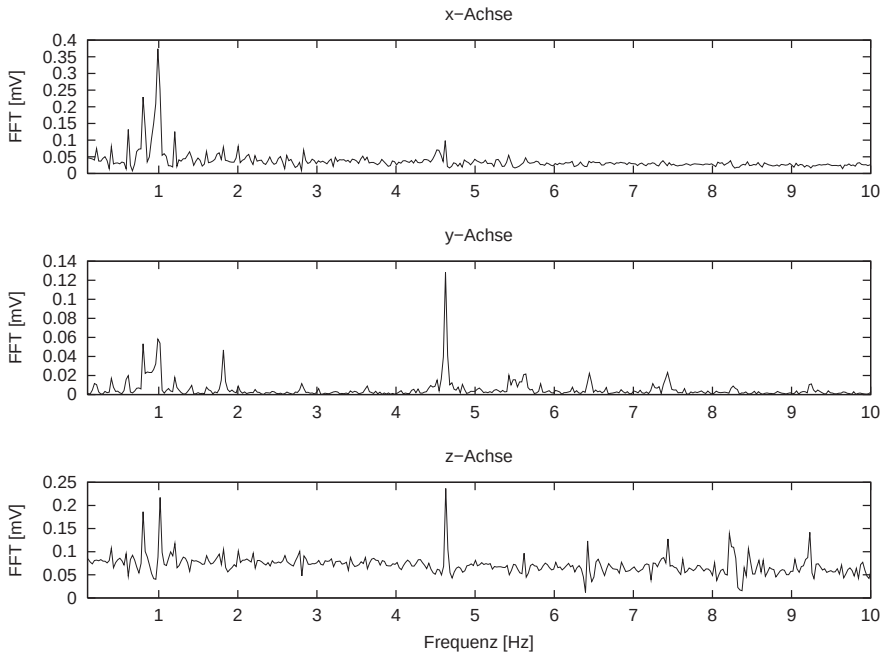

Abbildung 63: Fouriertransformation der Beschleunigungen an der waagerecht hängenden Kühlmaschine (Ausschnitt aus Abbildung 64).

In Abbildung 63 sind die Spektren der mechanischen Schwingungen der drei Achsen bis 10 Hz dargestellt. Danach schwingt das System in x- und z-Richtung bei der Betriebsfrequenz von 1 Hz. Außerdem ist noch eine Eigenmode mit Amplitude längs der y- und z-Achse bei 4.7 Hz zu beobachten.

Wie man in Abbildung 64, welche einen größeren Bereich als Abbildung 63 zeigt, sieht, werden in dem System nur in der z-Richtung viele verschiedene Schwingungsmoden angeregt, was nicht verwundert, da sich der Kolben innerhalb der Maschine auf dieser Achse bewegt. Die anderen beiden Achsen zeigen recht starke Oszillationen bei etwa 60 Hz. Eine Dämpfung des Systemes müßte also auf alle drei Achsen wirken.

6.4.2.2 Senkrecht hängende Kühlmaschine

Bei diesen Messungen wurden ebenfalls alle drei Achsen vermessen. Das Koordinatensystem wurde relativ zur Kühlmaschine beibehalten. Der Vorteil dieser Aufhängung ist, daß die relativ starren Heliumschläuche die Messung nicht mehr störend beeinflussen.

Die Fouriertransformationen, deren Durchführung in Anhang D erläutert wird, werden in Abbildung 65 gezeigt. Man sieht Reaktionen des Systems bei einer Frequenz um 1 Hz in der x- und der z-Achse, hervorgerufen durch die Bewegungen des Kolbens in der Kühlmaschine. In dieser Region gibt es keinerlei Reaktion in der y-Achse, da diese

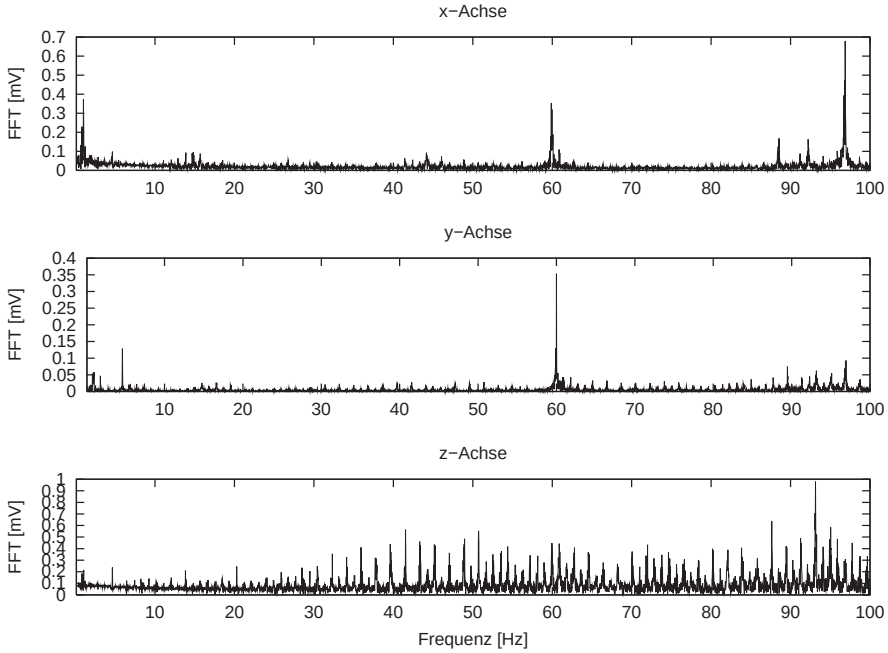

Abbildung 64: Fouriertransformation der Beschleunigungen an der waagerecht hängenden Kühlmaschine.

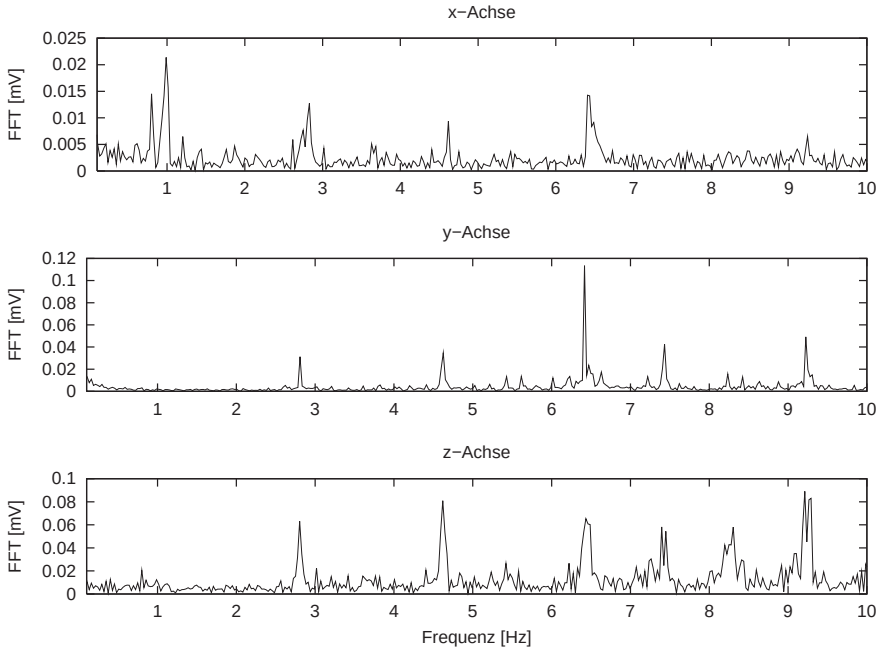

Abbildung 65: Fouriertransformationen der Beschleunigungswerte aller drei Achsen bei der senkrecht frei hängenden Kühlmaschine (Ausschnitt aus Abbildung 66).

durch die Heliumschläuche relativ stabil gehalten wurde. Erst bei 2.8 Hz bzw. 4.6 Hz sieht man dort Schwingungen. Wie zu erwarten, ist das Maximum der Schwingungen in der z-Richtung zu finden, in die sich der Kolben bewegt. Allerdings sind auch die Schwankungen in den anderen Richtungen nicht zu vernachlässigen, so daß man nicht von einer eindimensionalen Bewegung reden kann, die durch eine Luftfederung in einer Achse zu kompensieren wäre.

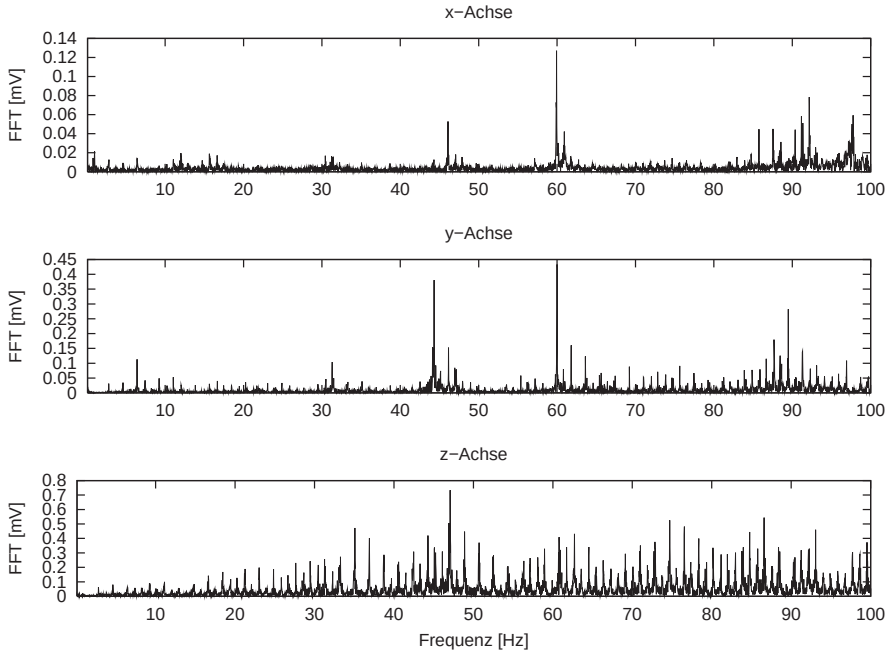

Abbildung 66: Fouriertransformationen der Beschleunigungswerte aller drei Achsen bei der senkrecht frei hängenden Kühlmaschine.

Wie man in Abbildung 66 sieht, wird bei der Kühlmaschine nicht wie erwartet nur die z-Achse zu Schwingungen angeregt. Wenn auch die Vibrationen in den anderen beiden Achsen nur einen Teil der in z-Richtung ausmachen, so zeigen diese Messungen doch, daß eine reine Dämpfung in z-Richtung nicht ausreichend wäre. Somit muß nach einer anderen Lösung zur mechanischen Dämpfung gesucht werden, die in der Lage ist, Schwingungen in allen drei Raumrichtungen abzufedern.

6.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Stabilitätsmessungen der Analog-Digital-Karte sowie der thermischen und mechanischen Effekte der Kühlmaschine beschrieben. Dabei sieht man, daß die ADC-Karte mit ihrem Eigenrauschen sowie ihrer Sprungantwort den Anforderungen entspricht.

Die thermischen Schwankungen an der Kaltfläche werden durch die Ankopplung zur Mischer-Halterung hin reduziert. Die direkt am Mischer auftretenden Temperaturvariationen liegen bei unter $500\mu K$. Die modifizierte Kühlmaschine würde nur eine Verbesserung der Schwankungen an der Kaltfläche um den Faktor 2 bringen, was den Aufwand eines Umbaus nicht rechtfertigt.

Die durch die Kühlmaschine vorhandenen mechanischen Vibrationen wurden am Empfänger auch durch den luftgepolsterten Haltering kaum gedämpft. Daher wurden Tests an der frei hängenden Kühlmaschine durchgeführt, die deutlich machen, daß eine Dämpfung nur in z-Richtung der Maschine nicht ausreichend wäre. Hier ist eine Überarbeitung der Aufhängung nötig, die eine Dämpfung mechanischer Erschütterungen in allen drei Raumrichtungen ermöglicht. Dadurch würden sowohl die Vibrationen der Lokaloszillator-Einstrahlung wie auch die des gesamten Teleskopsystems verringert.

7 Messungen mit dem abgestimmten System

Nachdem das System mit dem Abstimmalgorithmus abgestimmt worden ist, wurden Messungen zu dessen Charakterisierung durchgeführt.

In der Zeit von Februar bis August 2001 wurden im Labor Rauschtemperaturmessungen durchgeführt und mit Hilfe eines Verschiebetisches die Antennenkeule des Empfängers vermessen. Im September 2001 wurde der KOSMA-Array-Empfänger am KOSMA-3m-Radioteleskop auf dem Gornergrat / Schweiz installiert und in Betrieb genommen. Im folgenden werden die ersten astronomischen Messungen vorgestellt, die eine Kartierung der Sonne und des Jupiter sowie eine spektroskopisch gemessene Karte der Region S106 in Cygnus umfassen. Abgesehen von den hier gezeigten Rauschtemperaturmessungen und der Kartierung von S106 erfolgten alle Messungen mit Hilfe der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Kontinuum-Meßsoftware (Continuum-Backend, Cobac).

7.1 Rauschtemperaturen

Die Leistung des mit dem gesamten System empfangenen Signals setzt sich zusammen aus dem Signal des Empfängers T_R und dem der Antenne T_A. Die gesamte Systemrauschtemperatur ergibt sich [38] also zu

$$T = T_A + T_R. \tag{33}$$

Zur Messung der Eigenrauschtemperatur T_R des Empfängers benutzt man die Beziehung

$$T = T_R + T_A = c \cdot P_{HF}, \tag{34}$$

indem man die Ausgangsleistung bei zwei verschiedenen bekannten Temperaturen mißt:

$$\begin{aligned} T_R + T_{hot} &= c \cdot P_{hot}, \\ T_R + T_{cold} &= c \cdot P_{cold}. \end{aligned} \tag{35}$$

Mit

$$y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}} = \frac{T_R + T_{hot}}{T_R + T_{cold}} \tag{36}$$

erhält man

$$T_R = \frac{T_{hot} - y \cdot T_{cold}}{y - 1}. \tag{37}$$

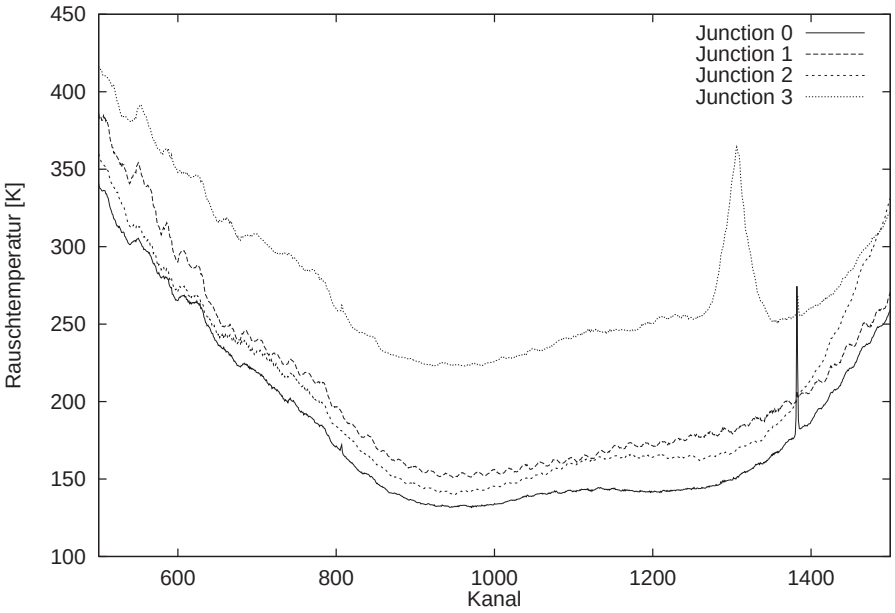

Abbildung 67: Empfängerrauschtemperaturen der vier 492 GHz SIS-Mischer nach dem automatischen Abstimmen. Man sieht, daß die Rauschtemperaturen bei drei der vier Mischer stellenweise unterhalb 150 K liegen. Der vierte Mischer (Junction 3) lag wegen eines Produktionsfehlers etwa 80 K darüber. Das Ansteigen der Rauschtemperaturen zu den Rändern entstand durch den Bandpaß des Diplexers.

In Abbildung 67 ist die mit dem Akusto-Optischen-Spektrometer gemessene Rauschtemperatur des automatisch abgestimmten 492 GHz-Empfänger-Arrays zu sehen. Die Rauschtemperaturen wurden mittels der im Teleskop eingebauten Hot- und Cold-Load gemessen, die bei 290 K und 77 K Temperatur lagen. Bei drei der vier Mischer liegt diese stellenweise unterhalb von 150 K. Die Rauschtemperatur des vierten Mischers lag wegen eines Produktionsfehlers etwa 80 K darüber.

Außerdem sind in der Abbildung der Bandpaß und die Mittenfrequenz des Diplexers zu erkennen, die in diesem Fall so eingestellt war, daß sie mit dem Mittenkanal (1024) des AOS übereinstimmte. So liegt die optimale Rauschtemperatur in der Mitte des Spektrometers. Denkbar wäre auch ein Verschieben dieser optimalen Frequenz des Diplexers in die Randbereiche des Spektrometers, um so zwei spektroskopische Linien einer astromonischen Quelle gleichzeitig beobachten zu können, wobei die optimale Rauschtemperatur dann auf das Zentrum der schwächeren Linie verschoben werden würde.

7.2 Beampattern-Messungen

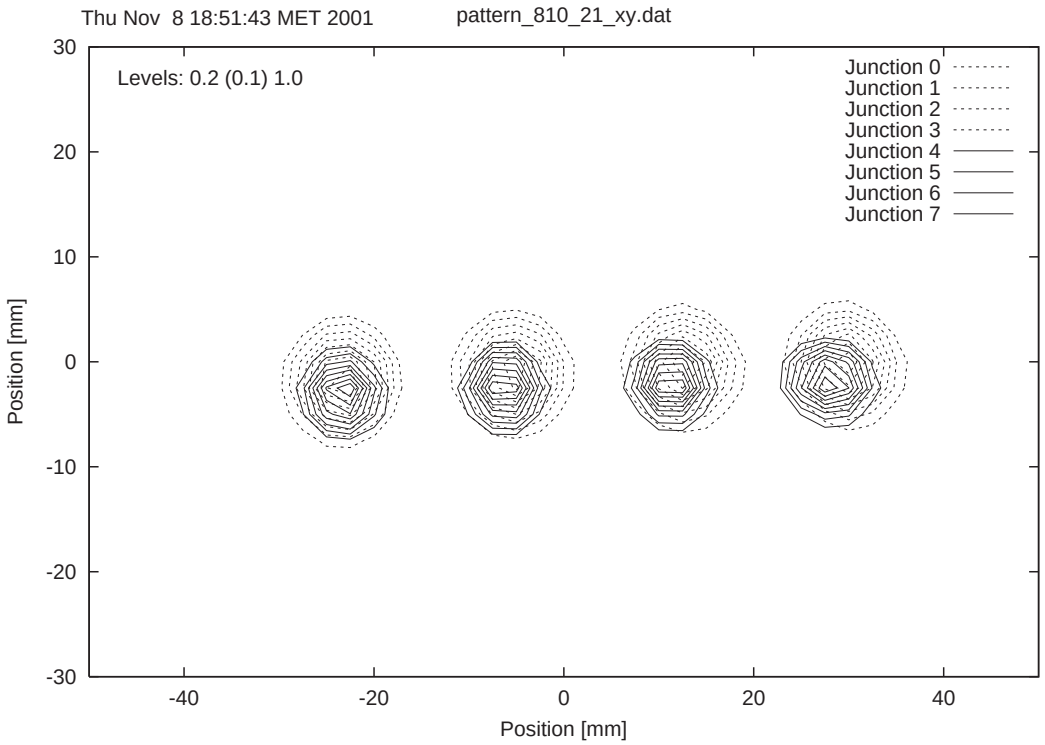

Abbildung 68: Die einzelnen Beams des KOSMA-Array-Empfängers. Man sieht eine Zeile, die sowohl mit 490 GHz- als auch mit 810 GHz-Mischern bestückt ist. Es liegen immer zwei Pixel mit unterschiedlicher Frequenz für jede Position gut übereinander.

In Abbildung 68 ist eine Messung der Empfängerkeulen aller acht Mischer durchgeführt mit dem `pattern`-Programm zu sehen. Man sieht deutlich die vier Beams der 490 GHz-Mischer (Junction 0 bis Junction 3) in einer Reihe. Die vier 810 GHz-Mischer liegen mit ihrer kleineren Antennenkeule darüber (Junction 4 bis Junction 7).

7.3 Kartierung der Sonne und des Jupiters mit dem Cobac

In Abbildung 69 wird die erste astronomische Messung mit SMART vorgestellt. Dabei handelt es sich um eine Karte der Sonne, gemessen am 9. September 2001. Bei den Strukturen, die im unteren Teil der Sonne zu sehen sind, handelt es sich um einen atmosphärischen Effekt, da die Sonne bei den Messungen des unteren Teils schon sehr tief stand, das Licht also eine größere Atmosphärenschicht passieren mußte.

In Abbildung 70 ist die Kartierung des Jupiter im Kontinuum mit allen vier Beams bei 490 GHz zu sehen. Bei der Messung war der Beamrotator um 45° gedreht, so

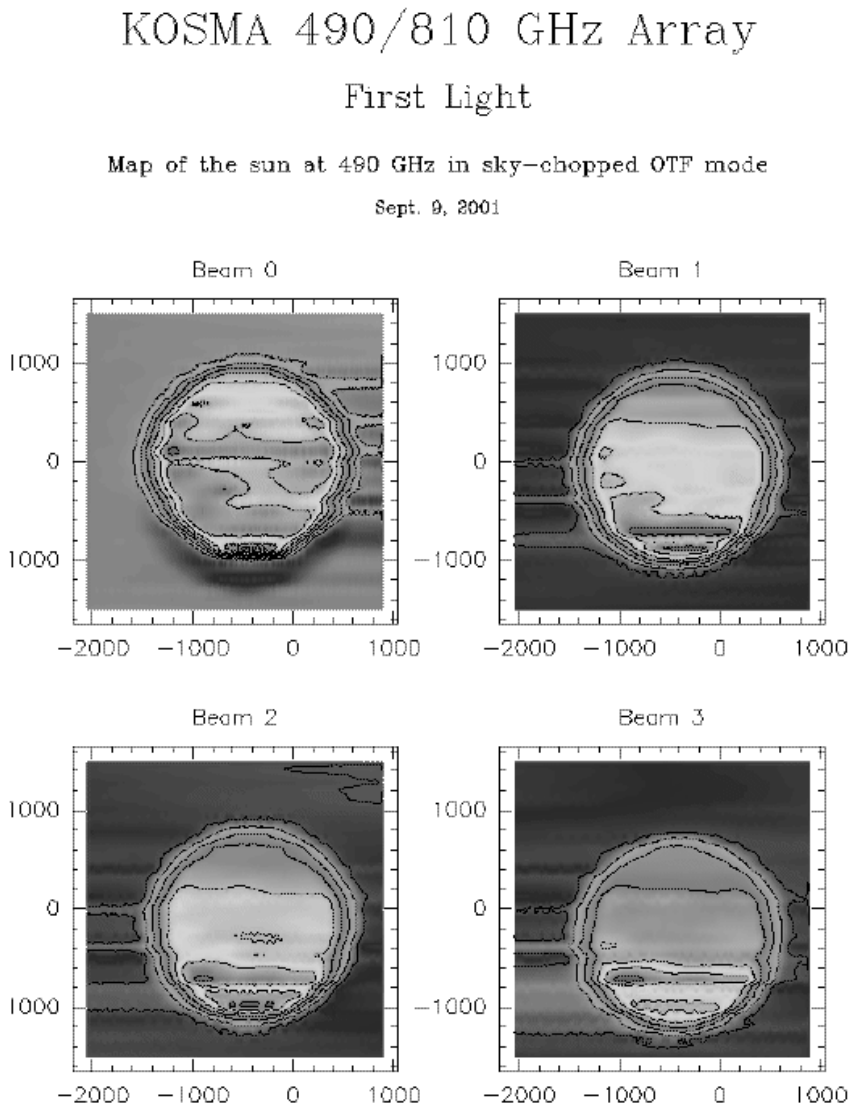

Abbildung 69: Karte der Sonne mit allen vier 490 GHz-Junctions gemessen.

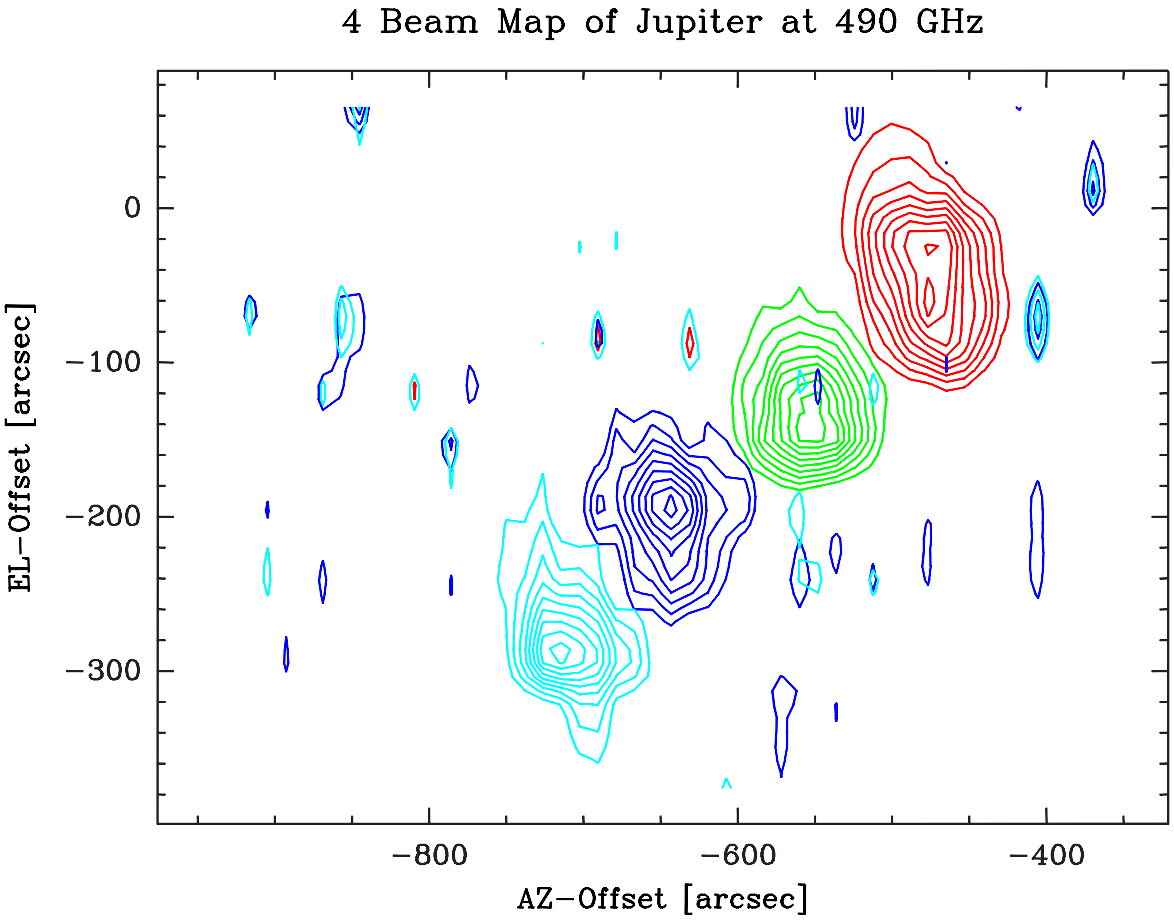

Abbildung 70: Kontinuumskarte des Jupiter bei 490 GHz.

daß diese Darstellung entsteht. Die beiden äußeren Beams erscheinen leicht oval, was darauf zurückzuführen ist, daß die Derotation nicht korrekt berechnet wurde. Der Abstand der Beams voneinander beträgt die erwarteten 110″. Gemessen wurden die Daten mit Hilfe des Kontinuum-Backends, das die ZF-Leistungssignale der einzelnen Empfängerkanäle kontinuierlich mißt und aufsummiert.

7.4 Spektroskopische Messung

In Abbildung 71 wird eine erste spektroskopische Messung, durchgeführt mit SMART am KOSMA-3m-Radioteleskop und dem Kölner Array-AOS [28], [49], gezeigt. Als astronomisches Objekt wurde die HII-Region S106 im Sternbild Cygnus gewählt. Interessant ist diese Molekülwolke, da hier die Entstehung von Sternen untersucht werden kann [50]. In Abbildung 72 sind die integrierten [CI] 492 GHz Daten aufgetragen. In Abbildung 73 ist die simultane Beobachtung des Überganges CO (J=7-6) sowie die [CI] 809 GHz Linie gezeigt. Die [CI] und CO (J=7-6) Übergänge sind Sensoren für das warme und dichte Gas in unmittelbarer Nähe der anregenden Sterne.

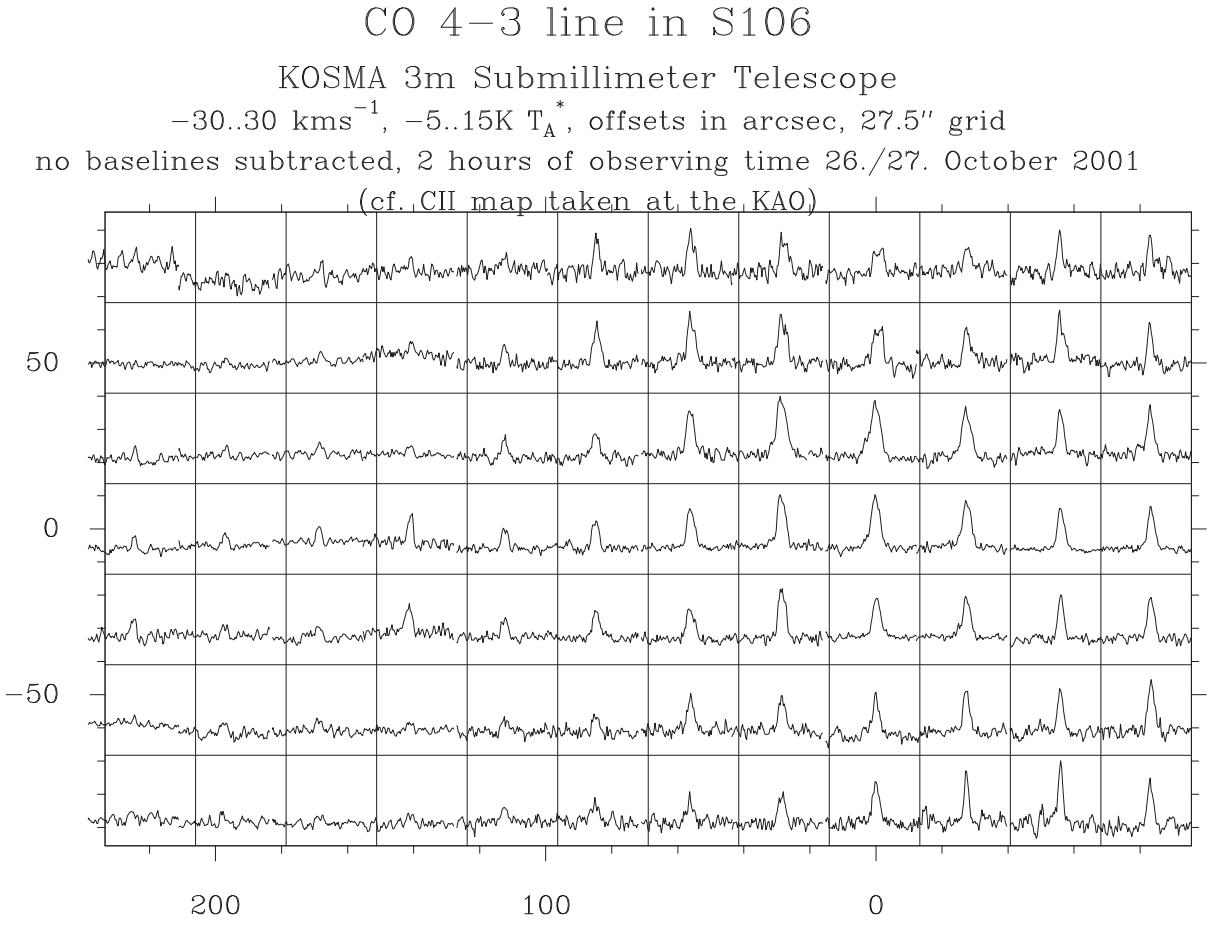

Abbildung 71: Karte des CO (J=4-3) Überganges in S106 mit SMART.

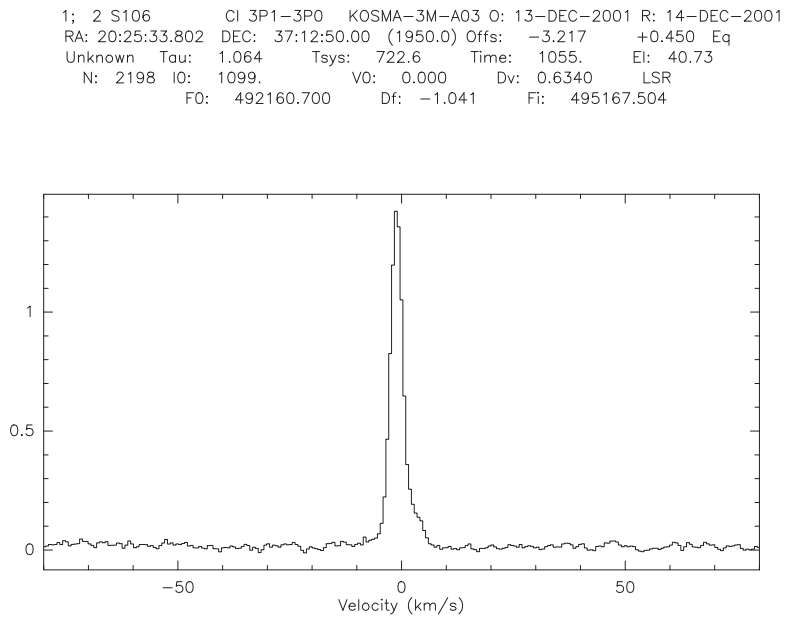

Abbildung 72: Integrierte Daten des AOS-Kanals 3. Zu sehen ist der [CI] 492 GHz Übergang.

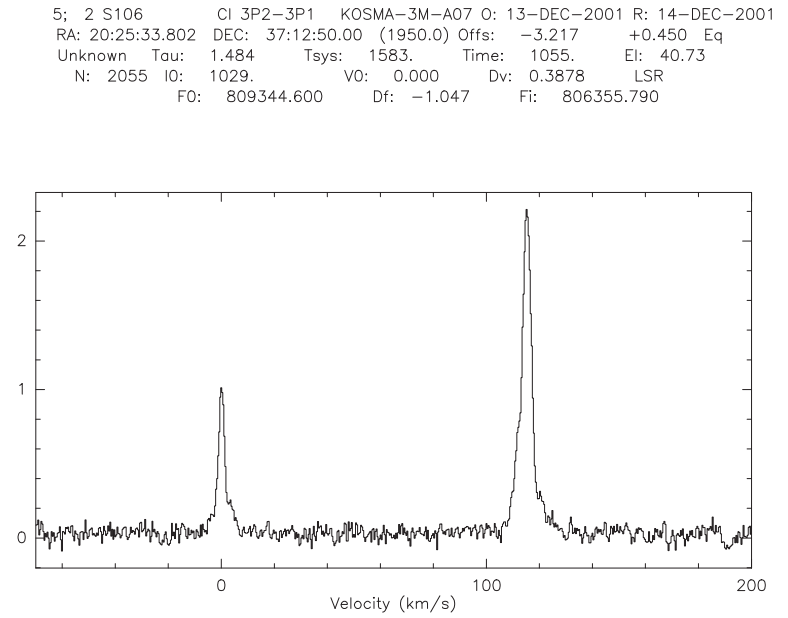

Abbildung 73: Integrierte Daten des AOS-Kanals 7. Im gemessenen Spektrum sind die beiden Übergänge CO (J=7-6) (rechts) sowie [CI] 809 GHz (links) zu sehen.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde ein System entwickelt, mit dem ein SIS-Empfänger automatisch abgestimmt werden kann. Dazu wurde ein PC-Interface konstruiert, das den ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Steuer-PC mit der restlichen Elektronik verbindet. Zur Ansteuerung der Elektronik mußten neben der Hardware auch neue Treiber für die Interface-Karten des PCs geschrieben oder bereits vorhandene Treiber modifiziert werden. Die Verteilung des neuen Fahrprogrammes auf verschiedene Linux-Rechner erforderte eine Kommunikationsmöglichkeit der einzelnen Module miteinander. Hierfür wurden verschiedene Lösungsansätze getestet.

Mit dem so entwickelten System wurden den Parameterraum verdeutlichende Messungen an einem Testempfänger und später auch an dem Array-Empfänger durchgeführt. Auf dieser Grundlage wurde ein Algorithmus zur Abstimmung der Parameter entwickelt, implementiert und getestet. Außerdem wurden Programme geschrieben, die die einzelnen Komponenten des Systemes, wie etwa den Beamrotator, die Phase-Lock-Loop oder die Synthesizer, ansteuern. Zur praktischen Messung im Labor oder am Teleskop wurde ein Kontinuumsmodus programmiert, der zum Messen der Beampattern und astronomischen Kontinuumsquellen dient. Damit konnte der Empfängerbeam im Labor vermessen werden; außerdem wurden erste astronomische Messungen am KOSMA-3m-Radioteleskop an der Sonne, dem Jupiter und der Sternentstehungsregion S106 durchgeführt.

Abschließend wurden an dem vollständigen System Tests durchgeführt, mit deren Ergebnissen man längere Stabilitätszeiten des Empfängers erlangen kann.

Ausblick

In Zukunft sollte die Kühlmaschine entsprechend der in Abschnitt 6 durchgeführten Stabilitätstests modifiziert werden, um eine Reduzierung der thermischen Effekte zu erreichen. Außerdem sollte aufgrund der Ergebnisse aus den Vibrationstests eine Montierung der Kühlmaschine gewählt werden, die die mechanischen Erschütterungen reduziert.

Ein weiterer Punkt für die nahe Zukunft ist der Aufbau einer zweiten Elektronikeinheit für die zweite Zeile des Empfängers. Der momentan eingesetzte PC ist nicht in der Lage, zusätzlich diese Elektronik anzusteuern. Daher muß ein zweiter PC mit einem weiteren Interface aufgebaut werden. Dieser Rechner muß mit Hilfe der in dieser Arbeit vorgestellten Kommunikationsmodule in das bestehende System eingebunden werden.

Eine längerfristige Aufgabe besteht in der Fernsteuerung der Diplexer und Lokaloszillatoren, um so das gesamte System automatisieren zu können.

Das nächste Einsatzgebiet der Steuerung wird “STAR” (**S**OFIA **T**erahertz **A**rray **R**eceiver im Frequenzbereich von 1.6 THz bis 1.9 THz) sein, der vom I. Physikalischen Institut entwickelt wird. Auf dem Stratosphärenobservatorium SOFIA muß das Umtunen des Systems sehr schnell erfolgen, weil die Meßzeit auf achtstündige Flüge begrenzt ist und diese Zeit möglichst effektiv ausgenutzt werden muß. Daher sollte auch hier die automatische Abstimmung eingesetzt werden.

Anhang

In dem nun folgenden Anhang werden die wesentlichen Hardware- und Softwarekomponenten des KOSMA-Array-Empfängers dokumentiert. Für weitergehende Informationen, insbesondere bezüglich der Bedienung der Software wird auf [57] verviesen. Der erste Teil des Anhangs beschreibt die Hardware des Systems. Im zweiten Teil werden die wichtigsten Softwaremodule sowie der PCI-DIO-96 Linux-Treiber vorgestellt. Der Anhang wird mit Detailangaben zur Konvertierung und Fouriertransformation der Stabilitätsmessungen abgeschlossen.

A Hardware

Um ein komplexes System wie einen Mehrkanal-Heterodyn-SIS-Empfänger automatisch abstimmen zu können, benötigt man nicht nur den dazugehörigen Abstimmalgorithmus, sondern auch die entsprechenden Hard- und Softwaremodule, um die verschiedenen möglichen Meßwerte aufzunehmen und die daraus bestimmten Stellgrößen ausgeben zu können. Im folgenden werden zunächst die Anforderungen beschrieben, die an die Hardware gestellt werden. Darauf folgen die Beschreibung des Meßsystems. Dazu gehören der Meß-PC und die PC-BOX, die als Schnittstelle zwischen der eigentlichen Meßelektronik und dem PC dient. Hier werden auch die Sicherheitssysteme beschrieben, die implementiert wurden, um die empfindlichen Junctions vor einer Fehlfunktion des PCs zu schützen. Es folgt die Beschreibung des Adreßbusses, der sowohl im manuellen als auch im automatischen oder “remote”-Betrieb für die Auswahl der zu tunenden Junction verantwortlich ist. Am Ende wird noch auf die Hardware eingegangen, die per serieller Schnittstelle angesprochen werden muß. Außerdem werden Reset- und Einschaltzustände beschrieben.

A.1 Adreßbus

Der Adreßbus zieht sich durch sämtliche Subsysteme der Empfänger-Elektronik und ist dafür verantwortlich, daß an jedem Punkt im System die gleiche Kanalnummer vorliegt und diese auch von jedem Punkt aus für das ganze System verstellt werden kann.

Herz des Systems ist ein Vier-Bit-Bus mit einer zusätzlichen Übernahmeleitung. Alle fünf Signale werden über ein RS485 Protokoll übertragen. Dabei wird jedes Signal über zwei Leitungen vorzeichengesteuert gesendet, was eine geringere Störanfälligkeit garantiert. Außerdem handelt es sich um ein System, bei dem es einen Sender und viele Empfänger gibt.

Wird nun an einem Subsystem eine neue Adresse gewählt, so wird diese auf den Adreßbus angelegt und anschließend auf der Übernahmeleitung kurz der Pegel gewechselt. Das so verschickte Adresse wird nun von allen anderen Systemen sowie von dem System, das die Adresse gesendet hat, gelesen. So ist gewährleistet, daß auch bei Übertragungsfehlern alle Systeme die gleiche Adresse empfangen.

A.2 PC-Karten

Wie bereits im vorigen Abschnitt beschrieben, werden an die PC-Karten, die für die Kommunikation mit der Hardware verantwortlich sind, ganz bestimmte Anforderungen gestellt. Aus diesem Grund fiel die Wahl auf eine 96-Kanal digitale IO-Karte

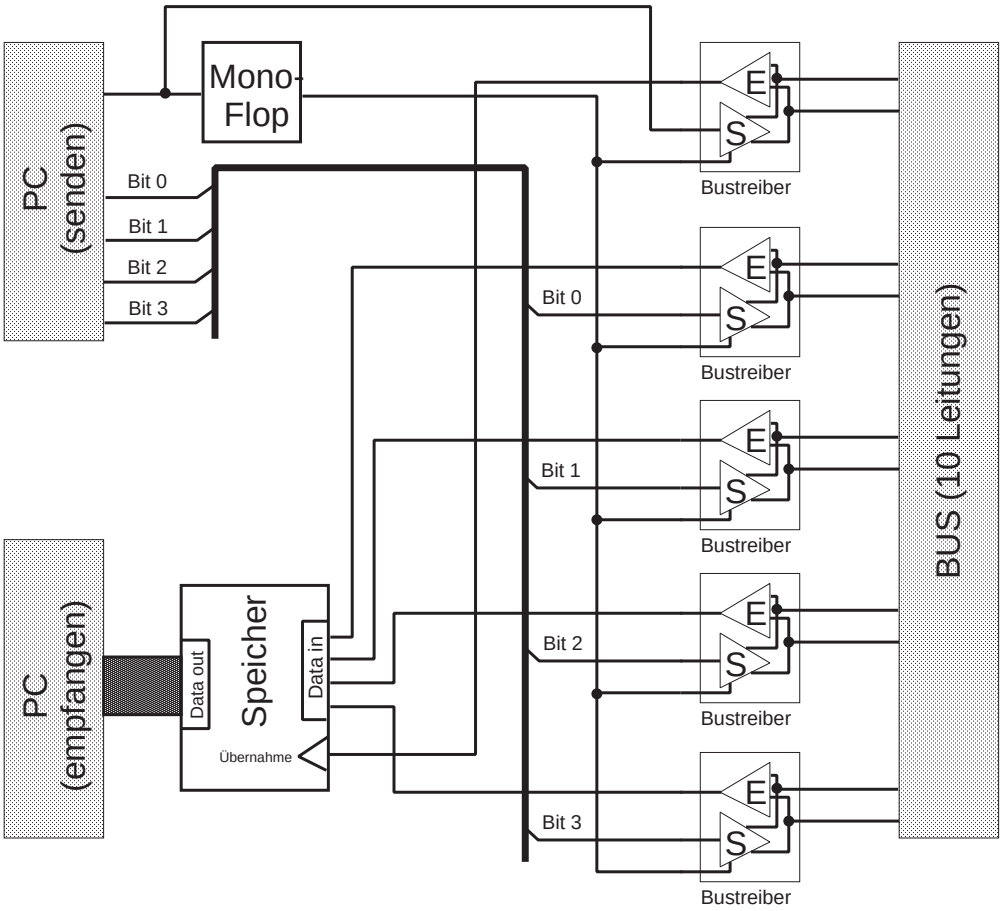

Abbildung 74: Der Adreßbus im PC-Interface. Rechts sind die fünf Treiberbausteine für die RS485-Schnittstelle zu sehen. Vier Leitungen sind für die Adreßinformation (Adressen 0 bis 15) vorgesehen und eine Leitung dient als Übernahmesignal. Soll vom PC aus eine neue Adresse eingestellt werden, so wird diese an den vier Bausteinen angelegt und anschließend mit Hilfe des in der oberen Mitte sichtbaren Monoflops das Übernahmesignal erzeugt. Auch dieses wird auf den Bus gegeben, so daß alle beteiligten Systeme die Adresse übernehmen. Dies gilt auch für den Sender. Die eingestellte Adresse kann dann jederzeit aus dem mittleren Baustein ausgelesen werden. Durch einen Vergleich mit der vorgegebenen Adresse kann die Übertragung überprüft werden.

(PCI-DIO 96) [32] und eine hochwertige 64-Kanal Analog-In-Karte (PCI-6031E) [31], beide von der Firma National-Instruments, Texas, die am PCI-Bus betrieben werden [43]. Zur Kommunikation mit den Synthesizern, der Temperatur- und Druckauslesung werden bis zu acht serielle Schnittstellen benötigt, die in der VS-800HS der Firma VS-Comm [13] vorhanden sind. Mit Hilfe dieser seriellen Schnittstelle wird ebenfalls der Verfahrtisch gesteuert, mit dessen Hilfe im Laborbetrieb eine Cold-Load an verschiedenen Orten vor dem Empfänger positioniert wird, um so den Empfängerbeam vermessen zu können.

A.2.1 ADC-Karte

Prinzipiell sind für das Monitoring eines einzelnen Empfängerkanales vier Analogleitungen notwendig: Bias-Spannung, Strom durch die Junction, an die Junction angelegtes Magnetfeld sowie ZF-Signal. Da aber alle Junctions gleichzeitig überwacht werden sollen – unabhängig davon, welcher Kanal aktuell ausgewählt wurde –, kommt man bei einem 8-Kanal-Empfänger auf 32 Analogwerte. Da noch einige weitere Systemparameter abgefragt werden müssen, stehen die übrigen 32 Kanäle nicht mehr vollständig zur Verfügung. Im Falle der Erweiterung des Empfängers auf die 16 Kanäle wäre also eine weitere Karte dieses Typs notwendig. Die zwei auf der Karte befindlichen analogen Ausgänge werden für die Ansteuerung des PLL (Phase-Lock-Loop) des LOs benötigt.

Sämtliche ADC-Kanäle werden mit 16Bit Auflösung ausgelesen. Die Samplingrate beträt maximal 20 kS/s (Kilo-Samples pro Sekunde), die allerdings durch die Geschwindigkeit des PCs auf 15 kS/s reduziert wird. Beim Unschalten der einzelnen Kanäle gibt es keinerlei Einschwingverhalten, was sehr wichtig für diese Anforderung ist, da insbesondere bei Kontinuumsmessungen (Cobac-Messungen) aber auch im normalen Betrieb oft zwischen den einzelnen Kanälen gewechselt wird.

A.2.2 Digitale Karte

Bei der digitalen Ein-/Ausgabekarte sieht die Situation wie folgt aus: Für die Aussteuerung der beiden analogen Kanäle (Bias-Spannung und Magnetfeld) werden nur jeweils drei TTL-Signale benötigt, und zwar Up/Down-Signal, Clock und Reset, mit dem der Zähler in einen definierten Zustand gebracht werden kann. Zusätzlich benötigt man noch einige Leitungen für die Freigabe der PC-Box sowie die Auswahl des Kanals, der abgestimmt werden soll. Das Gros der Leitungen wird allerdings als Monitorleitung gebraucht, um für alle Kanäle einzeln Zustände abzufragen wie zum Beispiel den Ausschaltzustand der Junctions und den Ausschaltzustand und Fehlersignale der IF-Prozessoren. Kompliziert wird die Verteilung der Signale auf diese 96 Ein- und Ausgänge dadurch, daß die Hardware mit Intel-8255-Bausteinen bestückt ist. Dadurch wird zwar das Ansprechen der Bauteile relativ einfach, da der 8255 ein

weit verbreitetes und gut dokumentiertes Bauteil ist, allerdings müssen bei der Planung der Hardware schon bestimmte “Gruppen” gewählt werden, da immer nur ganze 8-Bit-Gruppen des 8255 als Ein- oder Ausgänge gewählt werden können.

A.3 Phase-Lock-Loop (PLL)

Die Phase-Lock-Loop (PLL) dient dazu, den Gunn – und damit den Lokaloszillator insgesamt – phasenstabil zu einem Referenzsignal zu halten. Das Prinzip einer PLL ist in Abbildung 13 dargestellt.

Am neuen KOSMA-Array-Empfänger sind zwei PLLs vorhanden, da man mit zwei Frequenzen simultan beobachten kann.

A.3.1 Ansteuerung der PLL durch das PC-Interface

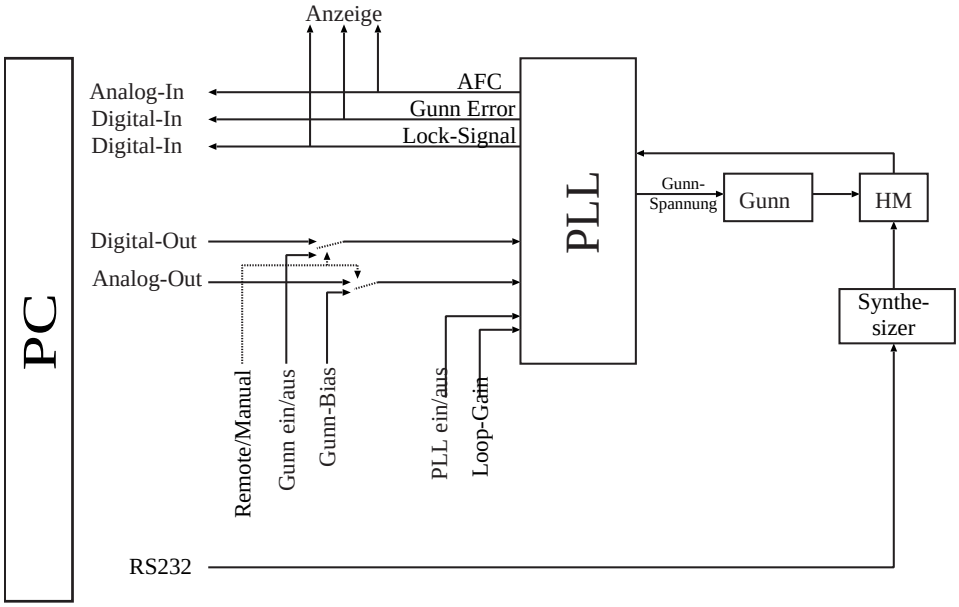

Abbildung 75: Schematischer Plan der Ansteuerung der PLL durch den PC. Alle Rückgabesignale der PLL (AFC, Gunn-Error, Lock) können gleichzeitig an der PLL-Anzeige und vom PC ausgelesen werden. Die Steuersignale (Gunn ein/aus, Gunn-Bias) können entweder vom Benutzer (manueller Modus) oder vom PC (“Remote” Modus) vorgegeben werden. Das Einschalten der gesamten PLL (PLL ein/aus) und der Loop-Gain der PLL können nur manuell eingestellt werden. Ein automatisches Einstellen dieser Parameter ist allerdings auch nicht notwendig.

Beide PLLs werden getrennt vom PC angesprochen, so daß sich die Beschreibung der Hardware hier nur auf eine PLL bezieht.

Die PLL kann manuell oder vom PC gesteuert betrieben werden. Alle Informationen, die sie dem PC zur Verfügung stellt, können vom PC in beiden Modi abgefragt werden. Diese Informationen sind das AFC-Signal, das Lock-Signal sowie eine Fehlermeldung, die angibt, ob die Schutzschaltung für den Gunn angesprochen hat. Ist die PLL auf “remote”-Betrieb eingestellt, so kann der PC den Gunn aus- und einschalten sowie die Gunn-Vorspannung mit Hilfe der DACs vorgeben, die auf der ADC-Karte vorhanden sind.

Das Gunn ein/aus Signal des PCs wird nicht über die Schutzschaltung des PC-Interfaces geführt, mit dem alle digitalen Ausgabeleitungen des PCs abgeschaltet werden können. Dies wurde eingerichtet, da ansonsten die Gunns mit der Schutzschaltung ein- und ausgeschaltet würden. Da diese aber ursprünglich implementiert wurde, damit der PC an der Einstellung der Bias-Spannungen und Magnetströme gehindert werden kann, muß der Signalweg zur PLL erhalten bleiben. Außerdem besitzen beide PLLs eine eigene Manuell/Remote-Schaltung. Da aber auch Einschaltzustände des PCs berücksichtigt werden müssen, werden die Gunn-Ein/Ausschaltsignale im PC effektiv durch je zwei Ausgabeleitungen erzeugt, die im PC-Interface in einem XOR-Gatter verglichen werden, so daß der Gunn nur dann eingeschaltet werden kann, wenn diese zwei Leitungen unterschiedlichen Pegel haben.

A.4 Beamrotator

Zur Derotation des Teleskopbeams ist im Strahlengang ein Beamrotator angebracht. Dieser wird von zwei Schneckenmotoren angetrieben, die immer leicht gegeneinander verspannt sind, damit die gesamte Mechanik spielfrei arbeitet. Die Ansteuerung der Motoren erfolgt über je einen PI-Regler, dessen Soll-Vorgabe eine Analogspannung ist und somit den Anfahrwinkel vorgibt. Diese Spannung wird mit Hilfe eines 12Bit-Digital-Analog-Converters vorgegeben, der an einen 12Bit-Zähler angebracht ist, welcher wiederum per Hand oder auch vom PC aus herauf- oder heruntergezählt werden kann. Als Rückgabeinformation sind die momentane Ist-Position, die von einem Potentiometer mit hoher Linearität erzeugt wird, und ein OK-Signal, das immer dann geschaltet wird, wenn sich der Beamrotator innerhalb eines vorgegebenen Bereiches um die Soll-Position befindet, vorgesehen. Das OK-Signal dient dem PC als Kennung, daß die Position erreicht ist und daraufhin die Motoren abgeschaltet wurden.

In den Abbildungen 76 und 77 sind beispielhaft zwei Messungen mit der Beamrotatorelektronik gezeigt. Dabei wurde schrittweise vom linken bis zum rechten Anschlag ein Winkel angefahren, der durch den DAC vorgegeben wird. Anschließend wurde eine gewisse Wartezeit (hier 1 Sekunde) abgewartet, in der sich das System bewegen und anschließend stabilisieren konnte. Dann wurde die tatsächlich angefahrene Position mit dem ADC des PCs sowie das OK-Bit gemessen. Durch Messungen der Ist-Position innerhalb der 1 Sekunde Wartezeit konnte außerdem festgestellt werden, ob

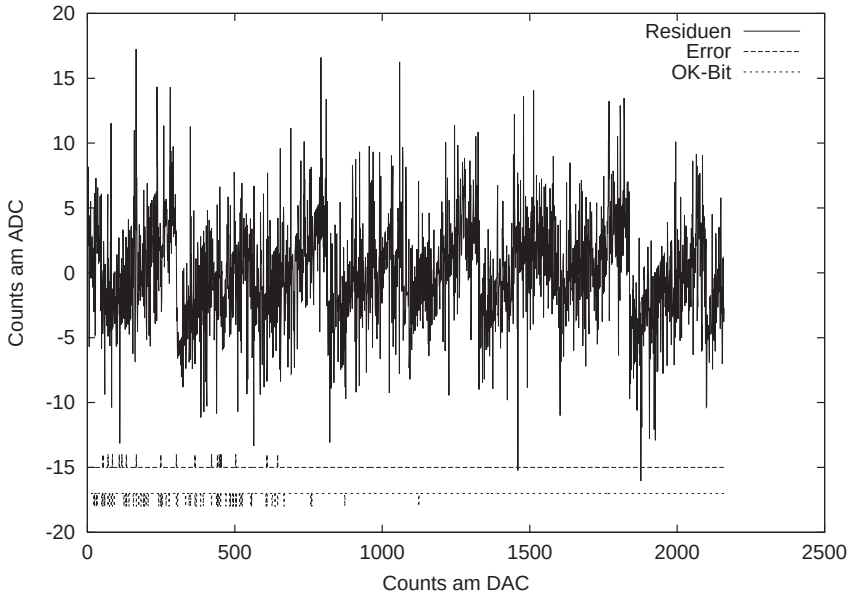

Abbildung 76: Residuen der Messung Winkelvorgabe (Schritte als Counts am DAC, der den Winkel als Spannung vorgibt) gegen die am ADC erhaltene tatsächliche Position, nachdem eine gefittete Gerade abgezogen worden war. Man sieht, daß die Verspannung der beiden Spindelmotoren noch nicht korrekt eingestellt war, da das System beim Anheben noch nach einer Sekunde nachregelt und deswegen das OK-Bit nicht immer aktiviert wird. Das Error-Signal gibt an, an welchen Positionen Überschwinger auftraten.

das System Überschwinger zeigt. An den Verlauf gemessener Winkel gegen eingestellten Winkel wurde eine Gerade angefittet und die Residuen des Fits in den Abbildungen dargestellt.

Man sieht, daß im ersten Fall (Abbildung 76) sowohl die Verspannung der Motoren als auch die Regelschleife selbst nicht optimal eingestellt waren. Während des Anhebens der Spiegel zeigten sich sowohl Überschwinger, die als “Error” zu erkennen sind, als auch Probleme beim Einregeln auf die Endposition, die sich darin äußern, daß das OK-Bit nicht gesetzt wird.

Nachdem das System optimiert wurde, wurde die eben beschriebene Messung wiederholt und in Abbildung 77 dargestellt. Man sieht, daß sowohl das OK-Bit immer erscheint, als auch, daß keinerlei Überschwinger mehr auftreten. Weiter sieht man in dieser Abbildung eine periodische Struktur, die eine Periode von 128 Zählerschritte am DAC aufweist. Diese Struktur ist auf die differentielle Nichtlinearität des DACs zurückzuführen, der intern aus drei 8-Bit-Blöcken aufgebaut ist. Jede Sprungstelle bedeutet, daß die zwei niederwertigen Blöcke auf 0 und der höchstwertige Block um einen Schritt weiter gestellt werden. Da der ADC mit 16-Bit Auflösung 4 Bit mehr

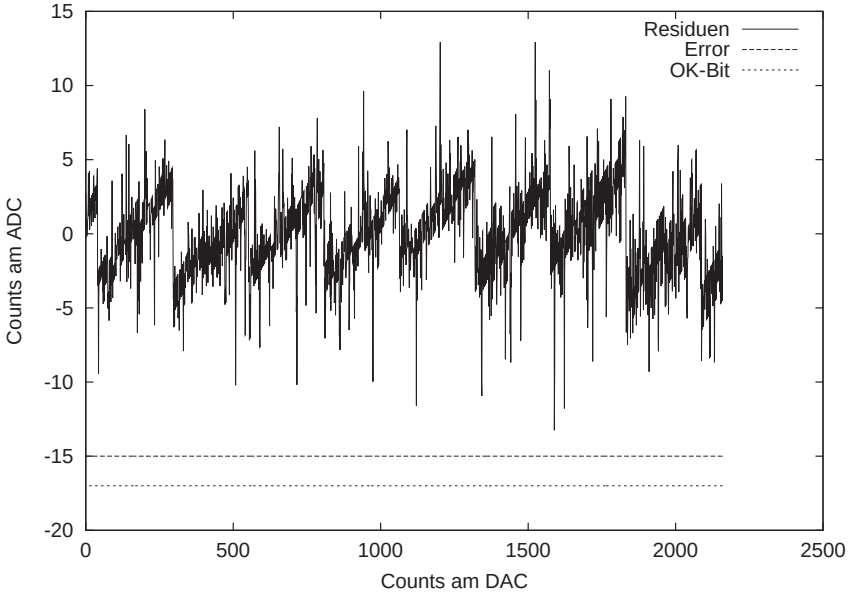

Abbildung 77: Die gleiche Messung wie in Abbildung 76. Hier war die Steuerelektronik korrekt eingestellt: Das OK-Bit ist nach einer Wartezeit von weniger als 1 Sekunde gesetzt und es treten keine Überschwinger auf. Hier sieht man auch die Nichtlinearität des DACs.

hat als der DAC, kann man mit diesem die Nichtlinearität zu 16 Counts (= 4 Bit) am ADC und somit zu 1 Bit am DAC bestimmen. Dies entspricht der Spezifikation des eingesetzten DACs.

B Software

B.1 Allgemein

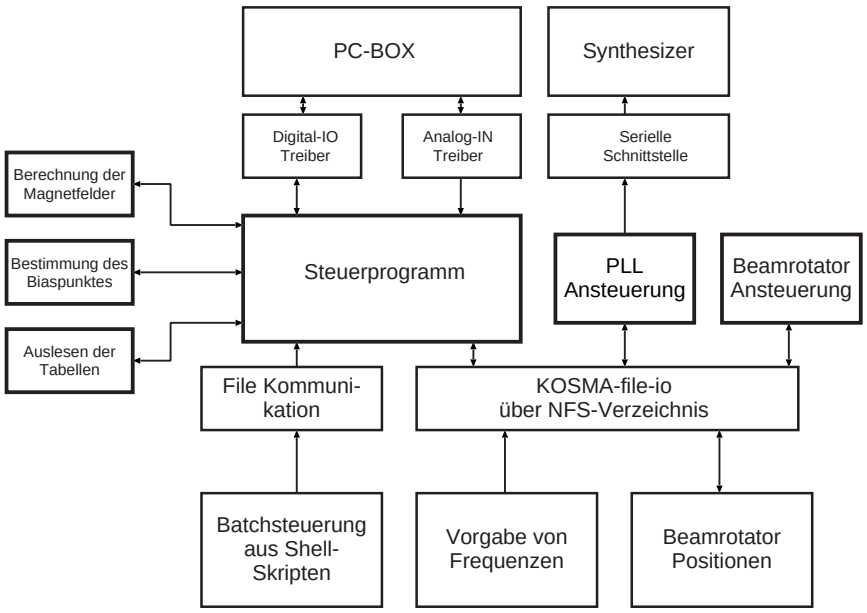

Abbildung 78: Schematischer Aufbau der Software.

Zur Steuerung des Empfängersystems wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Steuerungssoftware entwickelt, die folgenden Ansprüchen Rechnung tragen sollte:

- Modularisierung,
- Stabilität,
- Möglichkeit der Kommunikation mit externen Systemen,
- Protokollierung von Daten.

Herz des Systems ist das Steuerprogramm, das über Treiber mit der Hardware und so mit der PC-Box kommunizieren kann. So kann die externe Elektronik angesprochen werden und Analogdaten aufgenommen werden. Dieses wird unterstützt von externen Programmen, die verschiedene Berechnungen wie das Auswerten der Magnetfeldscans oder das Auslesen der erstellten Tabellen durchführen. Da es sich dabei um über Systemaufrufe gestartete Programme handelt, kann dort jegliche Software verwendet werden, die unter dem jeweiligen Betriebssystem lauffähig ist. Dies schließt auch Shell- oder Perl-Skripte [56], [8] nicht aus. Dadurch lassen sich mit Hilfe von Perl/Tk [68] auch einfach Benutzeroberflächen programmieren. Insbesondere können so Datensätze einfach mit Techniken wie Regular Expressions [11] bearbeitet werden.

B.2 Steuersoftware

Die Steuersoftware ist modular aufgebaut und gliedert sich in die folgenden Module:

rx3 Eigentliche Steuersoftware, die mit der Biasbox, der Magnetbox und der IF-Box kommuniziert. Hier wird außerdem das automatische Abstimmen durchgeführt.

tunelo Zusatzprogramm, das das Einstellen der LOs und der Diplexer vereinfacht, indem es die Pumpstufenhöhe und die Konversion am Biaspunkt grafisch darstellt.

pll Steuerung der PLLs. Dient außerdem als Kommunikationsbrücke zwischen dem Fahrprogrammrechner und den Synthesizern.

setsynthe Setzt die Frequenzen der Synthesizer.

beamrot Steuert den Beamrotator. Hat, genau wie pll, die Aufgabe, Positionsbefehle vom Fahrprogramm an den Beamrotator zu senden.

B.2.1 rx3

Hierbei handelt es sich um das eigentliche Steuerprogramm. Mit ihm können Daten ausgelesen und Werte eingestellt werden. Außerdem ist in diesem Programm der Abstimmalgorithmus untergebracht. Für weitere Berechnungen stehen externe Programme zur Verfügung, die `rx3` aufruft.

Folgende Daten kann `rx3` auslesen:

- Bias-Sannungen der SIS-Mischer,
- Bias-Ströme der SIS-Mischer,
- die anliegenden Magnetfeldströme,
- die ZF-Ausgangsleistung,
- eine Information die aussagt, ob der Mischer ein- oder ausgeschaltet ist,
- die gleiche Information für den Einschaltzustand der ZF-Kanäle,
- der Wert des variablen Abschwächers der ZF-Aufbereitung[5],
- Einschaltzustand des Zero-Switches und des Kammgenerators,
- den Überlaufindikator der ZF-Aufbereitung,

[5] diese Information steht nur für den ausgewählten Kanal zur Verfügung.

- den eingestellten Kanal.

Folgende Werte können eingestellt werden[6]:

- Bias-Spannung,
- Magnetfeldstrom,
- Variabler Abschwächer,
- Zero-Switch und Kammgenerator,
- Kanal.

B.2.1.1 Aufnahme von Strom-Spannungs-Kennlinien

Zur Charakterisierung der SIS-Tunnelelemente werden Strom-Spannungs-Kennlinien aufgenommen. Es stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung, die Kennlinien zu messen. So ist die Auswahl der Bias-Versorgung nicht stufenlos möglich. Der gesamte Bereich von +5mV bis -5mV ist in 4096 Schritte unterteilt. Das entspricht einer Schrittweite von etwa $0.25\mu V$. Der größte Zeitfaktor bei der Aufnahme der Kennlinien liegt nicht bei der Einstellung des Bias-Punktes, sondern bei der analogen Datenaufname, da die Analog-Digital-Converter eine gewisse Konvertierungszeit benötigen. Die Gesamtaufnahme der Kennlinie nimmt eine gewisse Zeit in Anspruch, und so wurden verschiedenen “Betriebsmodi” implementiert, um den einzelnen Aufgaben gerecht zu werden:

sweep Im normalen Modus wird die gesamte Kennlinie in jeder Richtung einmal vom positiven zum negativen Ende und umgekehrt aufgenommen.

fastsweep In diesem Modus wird die Kennlinie nur einmal vom positiven zum negativen Ende durchlaufen. Dabei wird zusätzlich nur jeder n-te Wert aufgenommen. Dies beschleunigt die Datenaufnahme wesentlich, da der größte Zeitverlust wie oben erwähnt von der Konvertierungszeit der ADCs stammt.

fastnsweep Bei dieser Variante von fastsweep wird die Kennlinie n mal abgefahren. Da es sich um statistisches Rauschen handelt, wird es durch das Aufintegrieren verringert.

[6] Wirken alle nur auf den ausgewählten Kanal

B.2.1.2 Autotune

Das automatische Abstimmen erfolgt wie im Kapitel “Abstimmalgorithmus” dargestellt. Dazu stehen folgende Befehle zur Verfügung:

tune Erwartet als Argument den Kanal des abzustimmenden Mischers. Ohne Argument führt er den Befehl für alle eingeschaltete Kanäle durch. Der Befehl prüft zuerst den Biaspunkt und die Pumpstufenhöhe und gibt bei zu hoher oder niedriger Pumpstufe eine Warnung aus. Außerdem wird überprüft, ob der variable Abschwächer in der ZF-Kette nicht mehr auf 31dB steht, da ansonsten ein Abschwächerwert gesucht wird. Anschließend wird das beschriebene Tuningverfahren einschließlich Finetune durchgeführt.

finetune Erwartet genau wie `tune` als Argument eine Kanalnummer. Anschließend wird eine Feinabstimmung an dem entsprechenden Mischer durchgeführt. Bei einem bereits abgestimmten System kann man diesen Befehl zum Nachstimmen verwenden. Biaspunkt und Pumpstufenhöhe werden allerdings nicht überprüft.

trec Mit Hilfe der Befehle `hot`, `cold` und `zero` lassen sich eine Hot-, eine Cold-Load sowie eine Zero-Messung durchführen. Der Befehl `trec` gibt anschließend die so gemessene Empfängertemperatur zurück.

B.2.2 tunelo

Hierbei handelt es sich um ein X-Windows basiertes Programm, daß dem Benutzer simultan für alle eingeschalteten Kanäle sowohl die Pumpstufenhöhe als auch die Konversion am eingestellten Biaspunkt grafisch darstellt. Außerdem lassen sich für spezielle Messungen wie zum Beispiel die Verkippung der Diplexerspiegel die Werte auf `stdout` schreiben.

Das Programm dient folgendem Zweck:

1. Einstellen der Diplexerspiegel, so daß die Resonanzfrequenz der Beobachtungsfrequenz entspricht, der Diplexer also maximal transmittiert. Dazu wird der eine Diplexerspiegel mit der Mikrometerschraube so lange verschoben, bis die Pumpstufen der Mischer maximiert sind. So passiert die maximale Leistung des Lokaloszillators den Diplexer. Da der LO aber der Mittenfrequenz der Beobachtungsfrequenz entspricht, wird auch diese durchgelassen.

2. Einstellen der Pumpstufenhöhe, so daß die SIS-Mischer weder über- noch unterpumpt werden. Dazu wird die Anpassung des letzten Vervielfachers des LO so lange mit Hilfe der Mikrometerschraube verstimmt, bis die Pumpstufe in einen optimalen Bereich fällt, der gekennzeichnet ist. Zur genaueren Justage richtet man sich dann nach der Konversion, die maximal sein sollte.

B.2.3 pll

Der Befehl `pll` steuert zum einen die beiden Phase-Lock-Loops (PLL) an. Dies beinhaltet das Fahren einer Gunn-Spannungsrampe, die erst dann unterbrochen wird, wenn das AFC-Signal der PLL kleiner als 1V geworden ist. Damit läßt sich die PLL einfach locken. Außerdem gibt es einen Modus, in dem die Gunn-Spannung alle 5 Sekunden so angepaßt wird, daß das AFC-Signal minimiert wird. Damit läßt sich das AFC-Signal über Stunden oder Tage minimieren. Allerdings hat auch die PLL nur einen eingeschränkten Arbeitsbereich. Wird dieser mit der Gunn-Spannung über- oder unterschritten, so lockt die PLL trotzdem aus, und die Frequenzschraube des Gunn muß nachgestimmt werden.

Eine weitere Aufgabe von `pll` ist die Anbindung der LOs an die Steuersoftware des Fahrprogramms. Über die Kommunikationsschnittstelle werden LO Frequenzen übertragen, die das Programm umrechnet und dem Programm `setsynthe` weitergibt, welches wiederum die Synthesizer setzt.

`pll` stellt außerdem einen Modus zur Verfügung der es erlaubt, die Nummer der Harmonischen der Synthesizer, auf die die PLL locken soll, zu verändern und die ausgerechneten Frequenzen zu den Synthesizern zu geben. So kann der Beobachter leicht die Harmonischen einstellen und dabei am Spektrumanalyser beobachten, ob die Gunn-Frequenz weiterhin gelockt ist.

B.2.4 beamrot

Dies ist das Interface zur Beamrotatorsteuerung. Es kann zum einen die Position des Beamrotators auslesen und zum anderen eine neue einstellen. Außerdem ist es mit dem gleichen Interface wie `pll` ausgestattet, das es ihm erlaubt, mit der restlichen Software des Teleskop-Meßsystemes zu kommunizieren. So kann der Astra-PC Winkelkorrekturen vorgeben, die dann automatisch von der Software übernommen und eingestellt werden. Das Programm erlaubt auch ein manuelles Einstellen der Position, was für Skriptprogrammierungen für Testzwecke zum Vorteil ist.

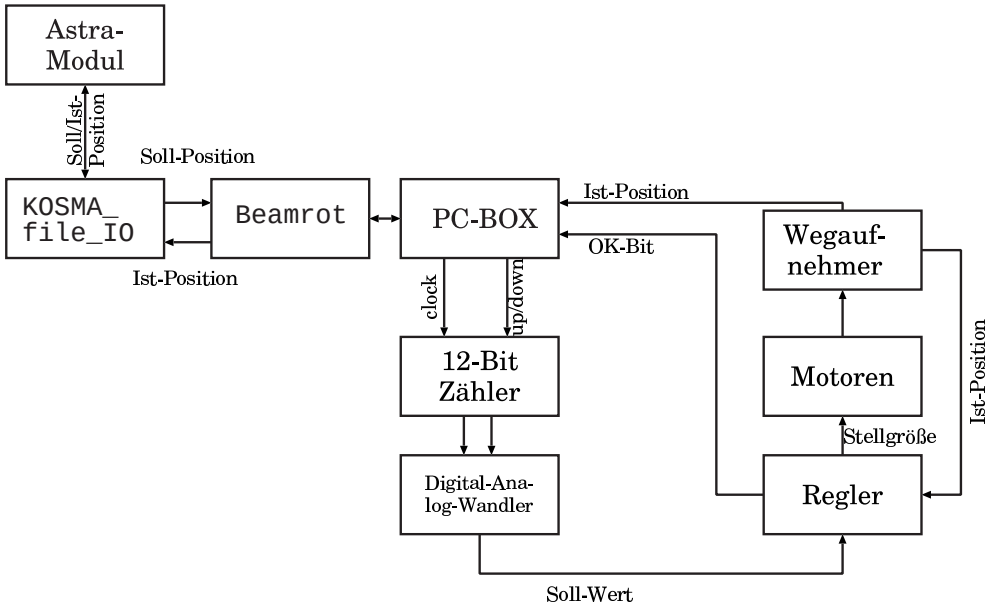

Abbildung 79: Ansteuerung des Beamrotators.

B.3 Kontinuumsmessungen

Für Kontinuumsmessungen stehen zwei Befehle zur Verfügung: `array_cobac` sowie `pattern`. Die wesentliche Meßsoftware ist in beiden Programmen die gleiche: Die Ausgangsleistung aller oder einiger Kanäle wird gemessen und aufsummiert. Gleichzeitig wird die Phase eines Signal-Referenz-Signales (S/R-Signal oder S/R-Takt) gemessen und die obige Summe dieser Phase zugeordnet.

Im Labor wurde das Programm `pattern` verwendet. Dieses fährt mittels einer der seriellen Schnittstellen einen Verschiebetisch [42] auf eine Position. Auf diesem Tisch ist eine Cold-Load mit einer Temperatur von 77K montiert, die so in einer Ebene vor dem Empfänger positioniert werden kann. So läßt sich die Antennekeule vermessen. An jeder Position wird eine vorgegebene Zeit mittels des obigen Algorithmus integriert, wobei das S/R-Signal vom Chopperrad generiert wird, so daß eine Phase einer Hot-Load, die andere Phase einer Cold-Load entspricht. Die Daten werden für jede Position getrennt als Signal- und Referenz-Signal gespeichert. Außerdem ist vorgesehen, daß ein relativer Anteil der Phasen nicht gemessen wird, damit Phasenverschiebungen zwischen dem eigentlichen Chopperrad und der S/R-Meßelektronik ausgeglichen werden können. So entstanden die Beammessungen, mit denen die Optik überprüft und justiert wurde. Es wurden Chop-Frequenzen von 10Hz verwendet.

Für den Betrieb am KOSMA-Radioteleskop wurde das Programm `pattern` modifiziert und daraus `array_cobac` entwickelt. Da das Programm kein Teil des Fahrprogrammes zur Steuerung des Teleskopes ist, kann es die zu messenden Positionen im Gegensatz zu dem Programm `array_cobac` nicht selbständig anfahren. Dies erfolgt von der Teleskop-Steuersoftware. Das S/R-Signal, das extern erzeugt wird und den Subreflektor-Chopper und so zwischen der Quellposition und einer quellfreien Position am Himmel umschaltet, wird ebenfalls von `array_cobac` gemessen. Hier werden nicht prozentuale Anteile der jeweiligen Phasen verworfen sondern eine feste Zeit nach Umschalten des Signals, in der der Subreflektor-Chopper auf seine Position fährt. Diese Zeit wurde auf 100ms festgelegt. Das Programm integriert nun für jede Phase und versieht die so erhaltenen Daten zusätzlich mit der Phaseninformation und einer absoluten Zeitmarke. In einem vollständigen Meßvorgang wird das Teleskop zwischen zwei Punkten mit gleichmäßiger Geschwindigkeit bewegt. Dabei wird von der Teleskop-Steuersoftware eine Liste von Positionen mit den dazugehörigen Zeitmarken erzeugt. Die Zeitmarken in den beiden Dateien sind anschließend das Schlüsselfeld, um die Daten miteinander zu korrelieren. So stehen anschließend Daten zur Verfügung, in der jeder Position eine gemessene Intensität zuordnet ist. Auf diese Weise wurden Karten der Sonne und des Jupiter gemessen.

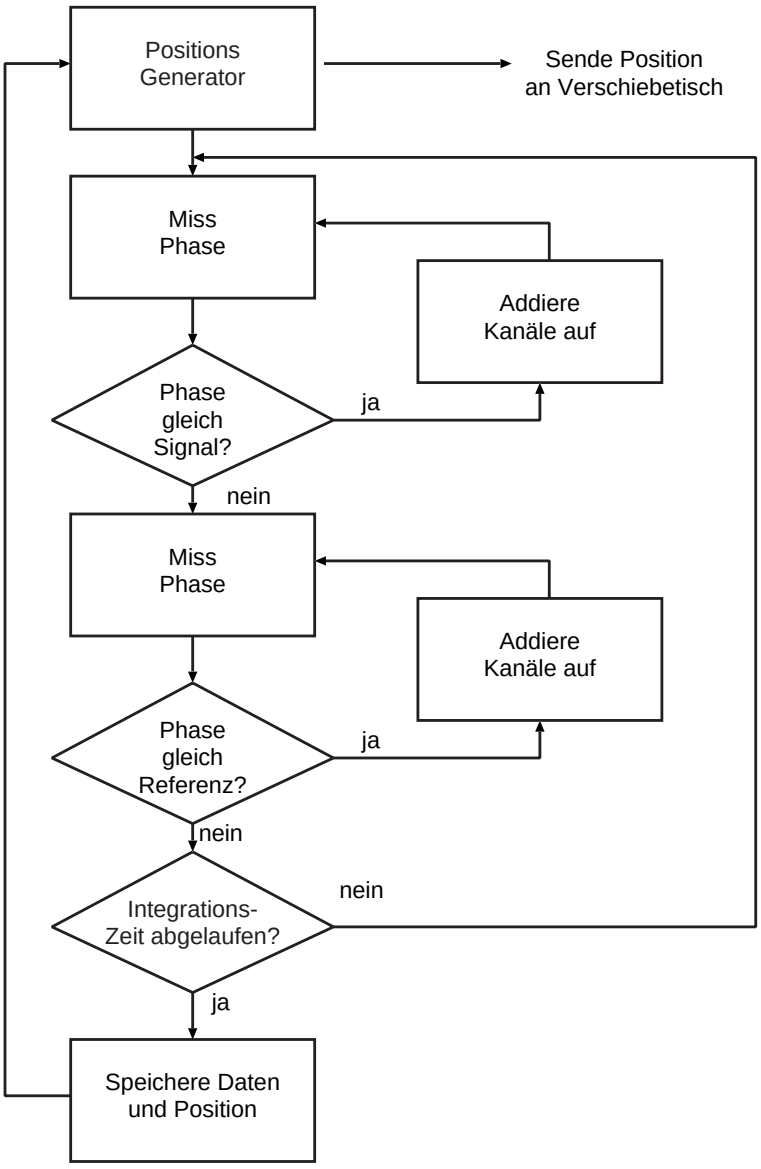

Abbildung 80: Flußdiagramm des `pattern` Programms.

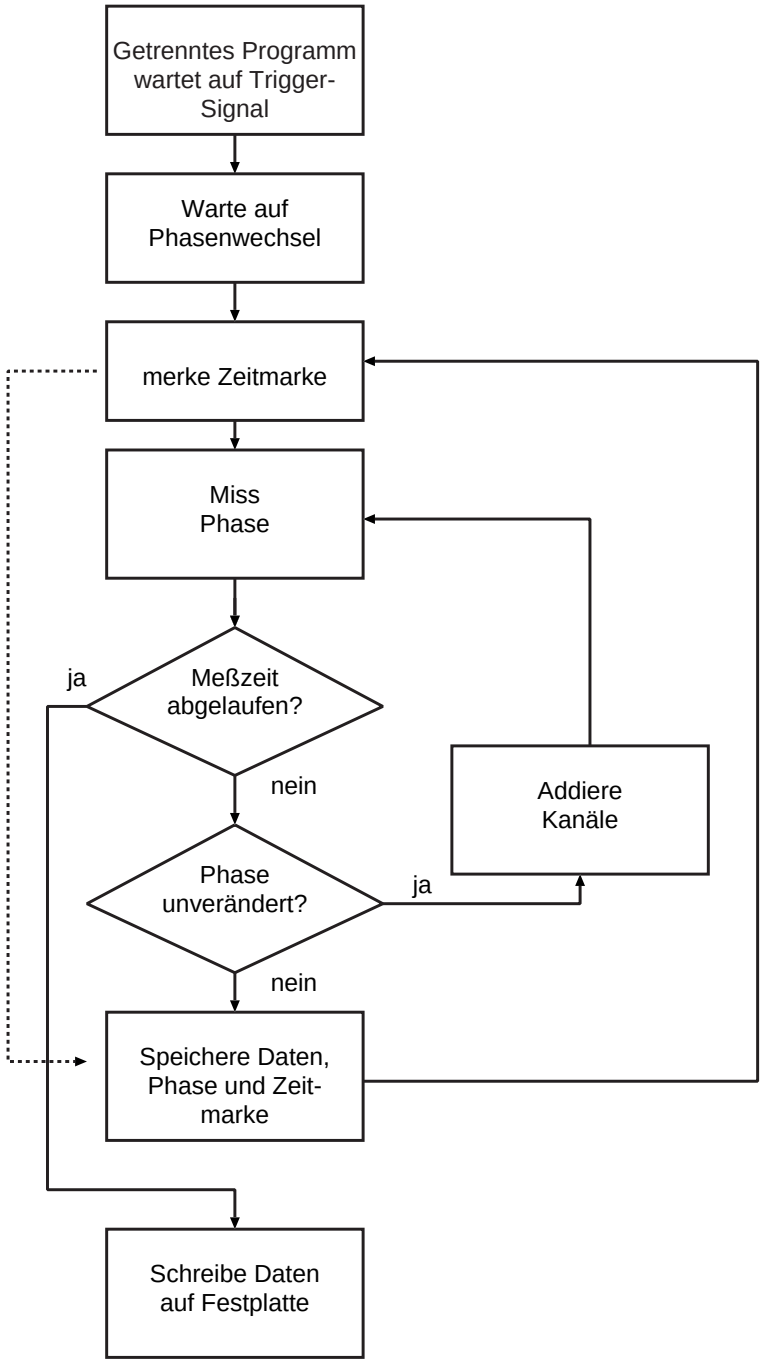

Abbildung 81: Flußdiagramm des `array_cobac` Programms.

B.4 Der PCI-DIO-96 Treiber

Zur Steuerung eines Acht- oder Sechzehn-Kanal-Empfängers müssen viele Parameter verändert werden. Alle diese müssen dem PC zugänglich gemacht werden. Daher ist es erforderlich, daß der Rechner mit ausreichend vielen digitalen Ein- bzw. Ausgängen ausgestattet ist. In unserem Fall wird eine 96-Kanal Digitale I/O-Karte von National-Instruments [32] verwendet.

National-Instruments liefert die Karte standardmäßig mit einem Minimaltreiber für Windows95/98 bzw. Windows-NT-Systeme aus. Da das Steuerprogramm unter Linux eingesetzt wird, wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Linux-Treiber programmiert, der die Karte einem normalen Benutzerprogramm in einer akzeptablen Geschwindigkeit zugänglich macht [3], [51], [25]. Außerdem müssen die sechs 82C55 I/O-Bausteine [53] konfiguriert werden können.

B.4.1 Installation des Treibers

Der Treiber wird durch Aufrufen von `make` kompiliert. Der Treiber besteht dann aus dem erzeugten `pcidio-96.o`, welches als Superuser mit dem Befehl `insmod pcidio-96.o` in den Kernel eingeladen und mit `rmmod pcidio-96.o` aus dem Kernel entfernt werden kann. Nach dem Einladen des Treibers in den Kernel läßt sich die Karte über ein Device-File mit Major-Number 103 ansprechen. Dafür ist es erforderlich, ein entsprechendes Device-File anzulegen: `mknod /dev/dio c 103 0`.

B.4.2 Benutzung der Karte

Die Karte wird nach erfolgter Installation des Kernelmoduls mit hilfe von IO-Control-Befehlen angesprochen. Eine Liste der Befehle ist in Tabelle 5 angegeben. Als Beispiel dient die Datei `libdio96`, in dem der Treiber angesprochen wird.

Zu beachten ist insbesondere der PUT_CLK Befehl, mit dem auf einer ausgewählten Leitung ein kurzer HIGH-LOW-HIGH ausgelöst werden kann.

Befehl	io_var	Bemerkung
PUT_BYTE	io_var.port (Port Nr.) io_var.data (Data)	Schreibt das Byte data auf Port port
PUT_BIT	io_var.io_bit (Bit-Pos) io_var.data (Datenbit)	Setzt oder löscht das Bit an der Stelle Bit-Pos (0...95) auf Bit 0 von data.
PUT_CLK	io_var.io_bit (Bit-Pos)	Zieht das Bit an Stelle Bit-Pos kurzzeitig auf 0.
GET_BIT	io_var.io_bit (Bit-Pos) io_var.data (Rückgabe)	Gibt den Wert des Bits an Stelle Bit-Pos zurueck
GET_BYTE	io_var.port (Port) io_var.data (Rückgabe)	Gibt in data den Wert des Ports port zurueck.
PUT_8255_CONFIG	io_var.port (Baustein) io_var.inout (Control-Byte)	Schreibt das Control-Byte für den 8255 Baustein mit Nummer port. (0...3)

Tabelle 5: Befehle des PCI-DIO-96 Kartentreibers

B.5 Durchführung der Tests mit dem Kommunikationsprogramm knc2 und pvm3

Im Folgenden werden die Kommunikationstests beschrieben, die mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten knc und der auf PVM3 basierenden Testsoftware durchgeführt wurden.

B.5.1 KNC

Für den Kommunikationstest wurden 400 Wertepaare übertragen. Die Übertragenen Werte wurden multipliziert und das Produkt wieder zurückübertragen. Für den gesamten Vorgang benötigten zwei Pentium-PCs 12 Sekunden.

Zur Übertragung eines Wertepaares wurde dieses in eine Datei geschrieben. Anschließend wurde eine Ready-Datei erzeugt. Durch diese wird der knc-Server dazu aufgefordert, die Datei zu übertragen. Das Protokoll arbeitet wie folgt:

1. Client wartet, bis die Datei .cl_to_serv nicht mehr existiert.
2. Client schreibt die Daten in die Datei cl_to_serv.
3. Client erzeugt .cl_to_serv.
4. Server wartet, bis die Datei .cl_to_serv existiert.
5. Server liest cl_to_serv.
6. Server löscht .cl_to_serv.
7. Der Server berechnet das Ergebnis.
8. Server wartet, bis die Datei .serv_to_cl nicht mehr existiert.
9. Server schreibt das Ergebnis der Rechnung in serv_to_cl.
10. Server erzeugt .serv_to_cl.
11. Client waret, bis die Datei .serv_to_cl existiert.
12. Client liest die Datei serv_to_cl.
13. Client löscht .serv_to_cl.

Das Ergebnis wurde aus der Datei serv_to_cl gelesen.

Die Übertragung der Dateien erfolgte mit dem Programm file_daemon, das als Server und Client dienen kann [59]. Dieses muß auf beiden Rechnern als Server und Client gestartet werden. Es ermöglicht die schnelle Übertragung der Dateien. Dazu überprüft es alle 10ms die Existenz der Lock-Dateien, die mit einem Punkt beginnen.

B.5.2 PVM3

Der Multiplikationstest wurde ebenfalls mit Hilfe eines PVM3 Protokolls durchgeführt. Die Übertragung der 400 Wertepaare geschah in diesem Test in einer Sekunde, da hier keinerlei Wartezeiten vorhanden waren. Das entsprechende Testprogramm lautet knc_pvm. Wird es auf einem PC gestartet, so dient dieser Prozeß als Client, der die Daten verschicken und die Ergebnisse empfängt. Dieser Prozeß startet auf einem anderen Rechner den Server, der die Wertepaare entgegenimmt und das Produkt zurücksendet. Voraussetzung ist, daß knc_pvm auf diesem Rechner ebenfalls vorhanden ist.

C Konvertierung der Kennlinien zu Gapspannungen

Um die Daten in j1d_fluct.dat und alle weiteren zu erzeugen, wurde jede Kennliniendatei wie folgt behandelt (siehe hierzu auch `do_data.sh`):

1. Bestimmung der Zeit aus dem Dateinamen der Kennliniendatei.
2. Bestimmung der dazugehörigen Temperatur durch Suche der gerade bestimmten Zeit in der Datei `fast_temp.dat`.
3. Ausrechnen der Gapspannung (in Einheiten von Counts) in der Kennliniendatei (siehe dazu auch `boxdiff.sh`).
4. Ausgabe der gerade berechneten Werte in der aufgeführten Reihenfolge.

`boxdiff.sh` bestimmt die Gapspannung aus der gemessenen Kennlinie wie folgt:

1. Der Datensatz wurde durch boxing mit einer Box der Größe 51 geglättet (`./box 25`).
2. Anschließend wurde der Datensatz sortiert und alle Zeilen gelöscht, die die gleiche Bias-Spannung haben (um die Problemen bei der Bildung des Differenzenquotienten zu umgehen.
3. Der Differenzenquotionten wurde gebildet (`diff.sh`).
4. Das differenzierte Signal wurde wie in 1 geglättet.
5. Zum Schluß wurde nach dem Maximum gesucht (`find_max.sh`).

D Fouriertransformation der Vibrationsdaten

Die Fouriertransformation der Daten wurde wie folgt durchgeführt (am Beispiel von accl_y_05apr_50mV.dat):

1. Umwandeln des Datensatzes in eine besser lesbare Form: `awk ' NR==0 {time0=$2+1.e-6*$3;} {print NR, ($2+1.e-6*$3)-time0, $1} ' < accl_y_05apr_50mV.dat > accl_y_05apr_50mV_b.dat }'`
2. Eintragen des letzten Dateinamens in `b.pro`

3. Starten von IDL: `idl`
4. Einlesen der Daten: `b, n, t, y`
5. Linearer Fit an die Daten und Bilden der Residuen: `fit=linfit(n,t)`, `f=fltarr(ANZAHL_MESSWERTE)`, `f=fit[0]+fit[1]*n` und `resid=f-t`.
6. Anzeigen der Residuen mit `plot, n, resid`
7. Fouriertrafo durchführen: `res=fft(y[200000:200000+524287],-1)`
8. Anzeigen der FFT: `plot, abs(res[1:500])`
9. Speichern der FFT: `openw, 2, 'accl_y_05apr_50mV_524288.fft'`, `printf, 2, transpose(abs(res))`, `close, 2`

E Reduktion der mechanischen Daten

readbin.pro Dient dem Einlesen von gebinnten Datenfiles in IDL. Der Aufruf lautet `idl> readbin,x`. Der Dateiname muß - wie bei allen hier vorgestellten IDL-Skripten - in den Quellcode eingetragen werden. Sollten innerhalb eines IDL-Laufes die Dateinamen geändert werden, so muß das Skript anschließend neu kompiliert werden: `idl> .compile a`.

readtwo.pro Dient dem Einlesen der eigentlichen Daten mit zwei Spalten. Die Syntax lautet: `idl> readtwo,x,y`. Auch hier muß der Dateiname in das Skript eingetragen werden.

readother.pro Wie `readtwo.pro`, da zwei verschiedene Dateien zur gleichen Zeit eingelesen werden sollen.

box.c Aufruf: `box Dateiname boxsize`. Es werden immer Daten innerhalb von $(2 \cdot \text{boxsize} + 1)$ aufgemittelt. Die Daten werden symmetrisch um den aktuellen Datenpunkt genommen. Es entsteht ein Datensatz, der $2 \cdot \text{boxsize}$ kleiner ist als der ursprüngliche.

mean.c Aufruf: `mean Dateiname step`. Summiert step Datenpunkte auf und speichert die Summe. Anschließend geht der Datenzeiger um step Schritte weiter. Die erzeugte Datei besitzt nur noch $1/\text{step}$ soviele Datenpunkte wie die ursprüngliche Datei.

Literatur

[1] J. Albers. Entwicklung eines SIS-Mischers für 345GHz mit integrierten Magnetspulen. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 1997.

[2] J. Bardeen, L. N. Cooper und J. R. Schrieffer. Theory of Superconductivity. Phys. Rev., 108, 1957.

[3] R. Baruch und C. Schroeter. Writing Character Device Driver for Linux. 1994.

[4] C. P. Bean und J. D. Livingston. Surface Barrier in Type-II Superconductors. Phys. Rev. Letters, 12, 1964.

[5] R. Brown und R. Kurz. ALMA Project Book. 2000.

[6] M. Brüll. Entwicklung und Optimierung eines Bildfeldrotators für einen Zwei-Frequenz-Mehrkanalempfänger am KOSMA-Teleskop. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 2000.

[7] W. Buckel. Supraleitung - Grundlagen und Anwendungen. VCH-Verlagsgesellschaft, 5. Auflage, 1993.

[8] T. Christiansen und N. Torkington. Perl Kochbuch. O'Reilly, 1. Auflage, 1999.

[9] U. Corneliussen und U. Schwenk. Das KOSMA-Observatorium und seine Hardware. 1997.

[10] T. de Graauw und F. P. Helmich. HERSCHEL-HIFI: The Heterodyne Instrument for the Far-Infrared. In Proc. Symposium: The Promise of the Herschel Space Observatory, Toledo, Spain, 2000.

[11] J. E. F. Friedl. Mastering Regular Expressions. O'Reilly, 1. überarbeitete Auflage, 1998.

[12] A. Geist. PVM: Parallel Virtual Machine, A Users' Guide and Tutorial for Networked Parallel Computing. Massachusetts Institute of Technology, 1994.

[13] VS Vision Systems GmbH. Serielle Ports unter Linux einrichten. 2001.

[14] WORK Microwave GmbH. SSG-7 Programmierbarer Mikrowellen-Signalgenerator 5…7 GHz, Benutzerhandbuch. 1998.

[15] U. U. Graf. KOSMA-file-io Manual. 2000.

[16] U. U. Graf und S. Heyminck. Fourier Gratings as Submillimeter Beam Splitters. IEEE TransAP, 49(4), April 2001.

[17] U. U. Graf, S. Heyminck, E. A. Michael und S. Stanko. KOSMA's 490/810 GHz Array Receiver. In Proceedings of the 12th International Symposium on Space Terahertz Technology, San Diego, California, 2001.

[18] U. U. Graf, S. Heyminck, E. A. Michael, S. Stanko, C. E. Honingh, K. Jacobs, und J. Stutzki. SMART: The KOSMA Sub-Millimeter Array Receiver for Two Frequencies. In Proceedings of the 13th International Symposium on Space Terahertz Technology, Boston, 2002, in prep.

[19] M. Gröber. Entwurf und Test von Komponenten für einen Submillimeter-Array-Empfänger. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 1998.

[20] R. Güsten et al. CHAMP — The Carbon Heterodyne Array of the MPIfR. In Thomas G. Phillips, editor, Advanced Technology MMW, Radio, and Terahertz Telescopes. Proceedings of SPIE Vol. 3357, 1998.

[21] S. Haas. Low Noise Fixed-Tuned SIS Mixers for Astronomical Observations in the Submm Wave Region. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 1998.

[22] O. Hachenberg und B. Vowinkel. Technische Grundlagen der Radioastronomie. B. I. Wissenschaftsverlag, 1982.

[23] H. Hafok. Globale Eigenschaften der Linienemission niedriger CO-Rotationsübergänge in externen Spiralgalaxien. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 2001.

[24] G. M. Heiligman et al. The SOFIA Mission Control Subsystem Software. Bulletin of the American Astronomical Society, 1999.

[25] H. Herold. Linux/Unix Systemprogrammierung. Addison-Wesley, 2. Auflage, 1999.

[26] S. Heyminck. Entwicklung und Test von optimierten Phasengittern für Submillimeter Mehrkanal-Empfänger. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 1999.

[27] S. Heyminck. Doktorarbeit. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 2002 in prep.

[28] J. Horn. The Development of an Array Acousto-Optical Spectrometer. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 1997.

[29] H. Ibach und H. Lüth. Festkörperphysik. Springer, 1995.

[30] Sumitomo Heavy Industries. RDK-415D 4K Cold Head. 2000.

[31] National Instruments. PCI-E Series User Manual.

[32] National Instruments. PCI-DIO-96 User Manual. 1998.

[33] T. Koryu Ishii. Handbook of Microwave Technology, Vol I. Academic Press, 1. Auflage, 1995.

[34] H. Jakob. Entwicklung einer neuen Teleskopsteuersoftware für KOSMA. Diplomarbeit, Universität zu Köln, in prep.

[35] H. Klein, F. Lewen, R. Schieder, J. Stutzki und G. Winnewisser. Precise Laboratory Observation of the 3P 2 3P 1 Fine-Structure Transitions of 12C and 13C. Astrophysical Journal, 494, February 1998.

[36] J. W. Kooi, G. Chattopadhyay, M. Thielman, T. G. Phillips und R. Schieder. Noise Stability of SIS Receivers. Intl. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 21(5), 2000.

[37] B. Köster. Ein Zweikomponenten-Modell für Photonendominierte Regionen. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 1998.

[38] U. Kotthaus. Entwicklung supraleitender Mischerelemente mit integrierten Anpaßstrukturen für radioastronomische Heterodynempfänger. Doktorarbeit, Universität zu Köln, 1993.

[39] C. Kramer und J. Stutzki. Atmospheric Transparency at Gornergrat. Technical Memorandum No. 5, 1990.

[40] J. D. Kraus. Radio Astronomy. Cygnus-Quasar Books, 2. Auflage, 1986.

[41] P. Lena, F. Lebrun und F. Mignard. Observational Astrophysics. Springer Verlag, 2. Auflage, 1995.

[42] C. Mathas. Vermessung der Strahlcharakteristik von Dammann-Gittern im submm-Wellenlängenbereich. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 1996?

[43] H. Messmer. PC-Hardwarebuch. Addison-Wesley Publishing Company, 3. Auflage, 1995.

[44] Hittite Microwave Corporation. HMC110C14. Datenblatt, 2000.

[45] I. Poppe. Elektronik des KOSMA-Array-Empfängers, Dokumentation. 2001.

[46] S. Radford. Chajnantor Site Data. http://www.tuc.nrao.edu / mma / sites / Chajnantor / data.c.html, 2001.

[47] P. Richards und Shen. Quasiparticle Heterodyne Mixing in SIS Tunnel Junctions. Appl. Phys. Lett., 34, 1980.

[48] K. Rohlfs und T. L. Wilson. Tools of Radio Astronomy. Springer Verlag, 2. Auflage, 1996.

[49] R. Schieder et al. The Cologne Acousto Optical Spectrometers. Experimental Astronomy Vol I, 1989.

[50] N. Schneider, R. Simon, C. Kramer, J. Stutzki und G. Winnewisser. Submm- and FIR-observations of the S106 Photon Dominated Region. In The Physics and Chemistry of the International Medium, 1998.

[51] C. Schroeter. Programming PCI-Devices under Linux. The Linux Lab Whitepapers, 1996.

[52] U. Schwenk. Charakterisierung von SIS-Mischerelementen mit integrierten Abstimmstrukturen im mm- und submm-Wellenlängenbereich. Diplomarbeit, Universität zu Köln, 1994.

[53] OKI Semiconductor. Microprocessor Data Book. 1995.

[54] Entran Sensors and Electronics. EG Beschleunigungsaufnehmer EGM-S113-15.

[55] Lake Shore. Model 218 Temperaturmonitor Manual.

[56] E. Siever und S. Spainhour. Perl in a Nutshell. O'Reilly, 1. Auflage, 1999.

[57] S. Stanko. KOSMA-Array-Empfänger Steuerung, Bedienungsanleitung. 2001.

[58] S. Stanko, U. U. Graf und S. Heyminck. Automatic Tuning of SMART, KOSMA's 490/810 GHz Array Receiver. In Proceedings of the 13th International Symposium on Space Terahertz Technology, Boston, 2002, in prep.

[59] W. R. Stevens. UNIX Network Programming Vol 1. Prentice Hall, 2. Auflage.

[60] J. Stutzki. AOSOBS, Dokumentation. 2001.

[61] A. S. Tanenbaum. Computer Networks. Prentice Hall PTR, 3. Auflage, 1996.

[62] P. Tien und J. Gordon. Multiphoton Process Observed in the Interaction of Microwave Fields with the Tunneling between Superconductor Films. Phys. Rev., 129, 1963.

[63] J. R. Tucker und M. J. Feldman. Quantum Detection at Millimeter Wavelengths. Rev. Mod. Phys., 57(4), 1985.

[64] T. Van Duzer und C. W. Turner. Principles of Superconductive Devices and Circuits. Edward Arnold, 1. Auflage.

[65] B. Vowinkel et al. The Cologne Dual-Frequency-Submillimeter Heterodyne Spectrometer. In Astron. Ges. Abstr. Ser. 11. TU Darmstadt, 1995.

[66] B. Vowinkel und U. U. Graf. A Dual-Channel SIS-Receiver for Radioastronomy. In Proceedings of the International Seminar on Terahertz Electronics, Part 1. TU Darmstadt, 1994.

[67] C. Walker et al. Pole Star: An 810GHz Array Receiver for AST/RO. In Proceedings of the 12th International Symposium on Space Terahertz Technology, San Diego, California, 2001.

[68] N. Walsh. Learning Perl/Tk. O'Reilly, 1. Auflage, 1999.

[69] N. R. Werthamer. Nonlinear Self-Coupling of Josephson Radiation in Superconducting Tunnel Junctions. Phys. Rev., 147, 1966.

Danksagung

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr. J. Stutzki, der mir die Möglichkeit gab, diese Arbeit am I. Physikalischen Institut der Universität zu Köln durchführen zu können. Ich habe während dieser Zeit viel gelernt und konnte für mich wertvolle Erfahrungen sammeln. Für seine aufmerksame und überaus konstruktive Durchsicht des Entwurfs dieser Dissertation bedanke ich mich.

Bei Herrn Professor Dr. J. Jolie möchte ich mich für die Übernahme des Zweitgutachtens und bei Herrn Professor Dr. B. Tezkan für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes bedanken.

Urs Graf möchte ich mich für die gute Zusammenarbeit im Labor und am Rechner sowie für die mühsame Arbeit des Korrekturlesens bedanken. Für meine Probleme hatte er stets ein offenes Ohr.

Für die Durchsicht der Arbeit bedanke ich mich außerdem bei Heiko Hafok, Maik Zielinsky, Gabriele Klapper und David Rabanus.

Stefan Heyminck gebührt mein Dank dafür, daß er es immer wieder geschafft hat, alle optischen Elemente so aufzustellen, daß anschließend eine gepumpte Kennlinie zu sehen war. Bhaswati Mookerjea danke ich für die Hilfe bei den Stabilitätsmessungen und den Linearitätstests des Beamrotators. Ingo Poppe hatte nicht nur immer die richtige Idee, wenn ein elektronisches Problem gelöst werden mußte; Nach seinem Weggang habe ich immer wieder das Aufbauende an seiner positiven Lebenseinstellung vermißt. Netty Honingh gebührt mein Dank für die lehrreichen Gespräche, für die sie sich Zeit genommen hat.

Ein großer Dank gebührt auch Dieter Schneider, Thomas Förster, Herrn B. Vowinkel und David Rabanus, die immer helfend zur Hand waren und für eine gute Arbeitsatmosphäre gesorgt haben.

Für das gute Klima möchte ich mich auch bei meinen Zimmerkollegen Petra Neubauer-Günther, Michael Caris, Jörg Stodolka, Gabriele Klapper und Uwe Corneliussen bedanken.

“Heiko Hafok, I. Physikalisches Instut Uni-Köln” – “ich!” danke ich insbesondere für seine Ehrlichkeit, mit der er mich manchmal auch in den Wahnsinn getrieben hat. Maik Zielinsky danke ich für die frühmorgentlichen aufbauenden Gespräche und die konspirativen Bibliothekstreffen.

Meinen Eltern möchte ich für die Unterstützung und Aufmunterung danken.

Ganz besonderer Dank gilt natürlich dem Dani^{TM} für seine Unterstützung während der gesamten Arbeit, für die netten Kommentare beim Korrekturlesen und dafür, daß es mich immer tapfer und liebevoll ertragen hat!

Diese Arbeit wurde im Rahmen des Sonderforschungsbereichs 494 ”Die Entwicklung der Interstellaren Materie: Terahertz-Spektroskopie im Weltall und Labor“ angefertigt und durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft sowie das Ministerium für Wissenschaft und Technologie des Landes Nordrhein-Westfalen gefördert.

Erklärung

Ich versichere, daß ich die von mir vorgelegte Dissertation selbständig angefertigt, die benutzten Quellen und Hilfsmittel vollständig angegeben und die Stellen der Arbeit - einschließlich Tabellen, Karten und Abbildungen -, die anderen Werken im Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, in jedem Einzelfall als Anlehnung kenntlich gemacht habe; daß diese Dissertation noch keiner anderen Fakultät oder Universität zur Prüfung vorgelegen hat; daß sie, abgesehen von unten angegebenen Teilpublikationen, noch nicht veröffentlicht worden ist sowie, daß ich eine solche Veröffentlichung vor Abschuß des Promotionsverfahrens nicht vornehmen werde. Die Bestimmungen der Promotionsordnung sind mir bekannt. Die von mir vorgelegte Dissertation ist von Prof. Dr. Stutzki betreut worden.

Teilpublikationen:

Stanko, S., Graf, U. U., Heyminck, S., 2002 (in prep.), “Automatic Tuning of SMART, KOSMA’s 490/810 GHz Array Receiver”, Proceedings of the 13th International Symposium on Space Terahertz Technology, Boston

Graf, U. U., Heyminck, S., Michael, E. A., Stanko, S., 2001, “KOSMA’s 490/810 GHz Array Receiver”, Proceedings of the 12th International Symposium on Space Terahertz Technology, San Diego

Graf, U. U., Heyminck, S., Michael, E. A., Stanko, S., Honingh, C. E., Jacobs, K., Stutzki, J., 2002 (in prep.), “SMART: The KOSMA Sub-Millimeter Array Receiver for Two Frequencies”, Proceedings of the 13th International Symposium on Space Terahertz Technology, Boston

LEBENSLAUF

Stephan Stanko

Geburtsdatum:	3. September 1971
Geburtsort:	Köln
Staatsangehörigkeit:	deutsch

Schulausbildung

1978 – 1982	Städtische Grundschule An den Kaulen, Köln
1982 – 1983	Gymnasium, Dormagen
1983 – 1991	Gymnasium Schulstraße, Köln–Pesch
06/1991	Zeugnis der allgemeinen Hochschulreife

Zivildienst

1991 – 1992	Zivildienst im Krankenpflegeverein Köln 6

Studium

10/1992	Beginn des Physikstudiums an der Universität zu Köln
03/1995	Vordiplom
05/1997	Diplomprüfung
07/1998	Abschluß der Diplomarbeit am I. Physikalischen Institut
12/1998	Beginn der Dissertation

Anstellungen am I. Physikalischen Institut

08/1997 – 07/1998	Studentische Hilfskraft
08/1998 – 12/1999	Wissenschaftliche Hilfskraft
seit 01/2000	Wissenschaftlicher Mitarbeiter